ОСНОВЫ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И ТЕЛЕКОНТРОЛЯ

А. П. МАНОВЦЕВ и Г. И. РАВВИН

ОСНОВЫ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И ТЕЛЕКОНТРОЛЯ

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

А. П. МАНОВЦЕВ и Г. И. РАВВИН

ОСНОВЫ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И ТЕЛЕКОНТРОЛЯ

МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ. ШИФРАТОРЫ И ДЕШИФРАТОРЫ ПРИЗНАКОВ ПОСЫЛОК



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1959 ЛЕНИНГРАД

ЭС-5-3(2)

В книге излагаются сведения о составных частях систем телеуправления и телеконтроля и общие понятия о методах передачи сообщений в этих системах: методах селекции и различения сигналов и методах разделения каналов сообщений, а также принципы работы и теория основных узлов кодирующих и декодирующих устройств: генераторов импульсов, элементов формирования, дешифраторов и шифраторов признаков посылок и распределителей.

Книга предназначена для студентов втузов и слушателей академий, изучающих телеуправление и телеконтроль, и может быть использована инженерно-техническими работниками этой области.

Мановцев Анатолий Петрович
и Раввин Герцель Иосифович

ОСНОВЫ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И ТЕЛЕКОНТРОЛЯ

Редактор | *В. А. Дубов* | Техн. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 25/VII 1959 г. Подписано к печати 9/XII 1959 г.
Т-13074. Бумага 84×108 1/32 38,5 печ. л. Уч.-изд. л. 41.
Тираж 15 000 экз. Цена 21 р. 50 к. Заказ 413

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10

ПРЕДИСЛОВИЕ

Изучение основ телеуправления и телеконтроля требует предварительного знакомства с принципами работы и основами теории различных контактных и неконтактных элементов аппаратуры (электронные, ионные и полупроводниковые приборы, реле, распределители, датчики), а также знания основ радиотехники (теории колебаний, усиления, генерирования, модуляции и детектирования сигналов).

Необходимо также знакомство с методами анализа и синтеза релейных схем, которые весьма развились в последние годы и составляют уже самостоятельный раздел телемеханики и связи. Некоторые сведения об этих методах приведены в приложениях.

Задачей настоящей книги является изложение, во-первых, общих сведений о системах телеуправления и телеконтроля — составных частях этих систем и их назначении, методах передачи большого числа различных сообщений по ограниченному числу каналов связи и, во-вторых, принципов построения и теории работы основных узлов систем — генераторов и преобразователей импульсов, дешифраторов и шифраторов признаков посылок, распределителей.

На основе этого материала мы полагаем возможным в дальнейшем более подробное изучение методов построения кодирующих и декодирующих устройств с различными способами селекции и различения сигналов, вопросов искажения сигналов, методов повышения надежности работы систем телеуправления и телеконтроля и, наконец, основ общей теории передачи сообщений.

Бурное развитие техники телеуправления и телеконтроля в последние годы привело к появлению большого числа разнообразных узлов, в которых используются различные элементы аппаратуры и принципы работы. Эти элементы и узлы непрерывно совершенствуются, и все время появляются новые. Теория работы отдельных узлов, как, напри-

мер, генераторов, элементов преобразования и формирования импульсов, фильтров и др., также получила значительное развитие и вырастает в самостоятельные учебные дисциплины.

В силу указанного в объеме данного учебного пособия представляется возможным изложение лишь основных принципов построения таких узлов, отдельных примеров схем и ограниченного круга вопросов теории их работы и расчета.

Гл. 2 (§ 2-2, 2-4 и 2-5), 12 и приложения написаны А. П. Мановцевым, остальные главы написаны авторами совместно и отредактированы А. П. Мановцевым.

Считаем своим долгом выразить глубокую признательность доктору технических наук, проф. Н. А. Лившицу за внимательный просмотр рукописи и ряд ценных советов, а также редактору В. А. Дубову за оказанную помощь при окончательном редактировании рукописи.

Авторы

СОДЕРЖАНИЕ

Часть III

ДЕШИФРАТОРЫ И ШИФРАТОРЫ ПРИЗНАКОВ ПОСЫЛОК

ЧАСТЬ I

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ

ВВЕДЕНИЕ

Телеуправление[1] представляет собой отрасль технических наук, занимающуюся вопросами передачи на расстояние команд (распоряжений) путем посылки специальных (кодированных) сигналов для управления и регулирования режимами, состоянием и положением различных объектов. Указанным сигналам придаются характерные отличия, обеспечивающие возможность передачи по проводам или радио большого числа команд при малом числе проводов или несущих частот (малое число каналов связи — см. § 1-1,*б*).

При управлении на расстоянии обычно бывает необходимо обеспечить не только передачу команд на управляемые объекты, но и передачу сведений о состоянии этих объектов на пункт управления.

Решением задач передачи таких сведений путем посылки кодированных сигналов занимается отрасль, называемая *телеконтролем*. Передаваемые на расстояние сигналы в месте их приема преобразуются в необходимые воздействия на различного рода индикаторы, регистрирующие или другие устройства.

Телеконтроль широко применяется для передачи сведений о состоянии как управляемых, так и неуправляемых объектов. Объекты могут быть автоматическими или обслуживаться персоналом. Примерами автоматических объектов могут быть шары-зонды, автоматические метеостанции, космические лаборатории и пр.

В теории телеуправления и телеконтроля рассматриваются принципы построения и методы расчета аппарату-

---

[1] Приставка „теле" происходит от греческого слова τῆλε — вдаль, далеко.

ры, обеспечивающей создание, передачу на расстояние, разделение и различение сигналов управления и контроля.

Теоретической основой телеуправления и телеконтроля является теория информации (общая теория связи) [Л. 10].

Телеуправление и телеконтроль тесно связаны и являются составными частями более общей области технических наук, называемой телемеханикой.

Телемеханика рассматривает: а) аппаратуру и системы телеуправления и телеконтроля; б) системы автоматизации управляемых (контролируемых) объектов.

Кроме того, телемеханика рассматривает всевозможные другие способы управления различными объектами на расстоянии, когда системы телеуправления и телеконтроля могут и не использоваться. Примером такого управления может быть управление движением ракеты по радиолокационному лучу.

Таким образом, телемеханика занимается всем комплексом вопросов, связанных с управлением на расстоянии и контролем состояния подвижных и неподвижных объектов.

Особенно широкое распространение телеуправление и телеконтроль получили за последние десятилетия, и в настоящее время они все более внедряются в народном хозяйстве, научных исследованиях и военном деле.

Развитие телеуправления и телеконтроля в народном хозяйстве связано с появлением большого числа пространственно развитых систем (энергосистем, электрифицированных железных дорог, водохранилищ, водных каналов, систем газификации, металлургических комбинатов и др.), которые требуют строгой координации работы отдельных объектов и механизмов. При этом решающее значение приобретают централизованное (диспетчерское) управление и контроль, осуществляемый на значительных расстояниях.

Ряд технологических процессов, управлять которыми с близкого расстояния нельзя из-за опасности для жизни (процессы, связанные с возможностью взрыва, выделениями вредных газов или излучениями), также требует применения управления и контроля на расстоянии.

В некоторых случаях удаление операторов от управляемого объекта на расстояние позволяет повысить технико-экономические показатели производственного процесса. уменьшить затраты на сооружение и т. п.

Устройства телеуправления и телеконтроля значительно повышают надежность работы управляемых объектов; так, при их применении исключаются аварии и перебои

в работе, обусловливаемые ошибками обслуживающего персонала и отсутствием централизованного контроля.

Важнейшей задачей телеуправления и телеконтроля является обеспечение передачи большого числа команд и сведений при небольшом числе проводов или несущих частот, когда управление производится по радио. Такая же задача решается в электросвязи с целью обеспечения передачи возможно большего числа сообщений при ограниченном числе проводов и несущих частот. В силу этого телеуправление и телеконтроль заимствовали у электросвязи ряд принципов и аппаратуру.

По мере изучения и открытия ранее неизвестных свойств электрического тока появляются предложения использовать эти свойства для передачи различных сигналов на расстояние. Первое, наиболее интересное предложение было сделано А. М. Ампером в 1820 г., который для передачи различных сигналов использовал проводники и магнитные стрелки. Прием сигнала фиксировался отклонением магнитной стрелки при подключении тока к проводнику. Существенным недостатком системы Ампера было то, что в ней число проводов должно было равняться числу передаваемых сигналов. Так, например, для передачи телеграмм число проводов должно было равняться числу букв в алфавите.

Практическое применение системы передачи электрических сигналов нашли лишь тогда, когда были изобретены способы уменьшения числа проводов путем кодирования сигналов. Такой способ впервые был предложен в России известным ученым П. Л. Шиллингом.

В 1832 г. П. Л. Шиллинг демонстрировал сконструированный им электромагнитный телеграфный аппарат. Схема аппарата обеспечивала передачу 32 различных сигналов по семи проводам.

Это достигалось путем посылки по каждому проводу импульсов тока различных полярностей. Каждый сигнал составлялся комбинацией разнополярных импульсов, передаваемых по шести проводам; седьмой провод был обратным.

В последующем П. Л. Шиллингом был разработан аппарат, в котором различные сигналы передавались по двум проводам. При этом каждый сигнал составлялся комбинацией нескольких импульсов тока различных полярностей, передаваемых поочередно.

Таким образом, П. Л. Шиллингом были впервые предложены принцип полярного удвоения и комбинационный

принцип разделения (селекции) различных сигналов с одновременным и поочередным набором членов комбинации. Эти принципы используются и в настоящее время в различных системах телеуправления и телеконтроля (см. § 2-3).

В дальнейшем развитии способов передачи различных сигналов по проводам особое место занимают работы известного электротехника Б. С. Якоби, члена-корреспондента Петербургской академии наук.

Б. С. Якоби предложил использовать для целей посылки различных сигналов распределители с синхронным и синфазным вращением. Эти аппараты обеспечивали поочередную во времени передачу и прием различных букв по двум проводам.

Таким образом, Б. С. Якоби впервые предложил и реализовал принцип временного разделения (селекции) сигналов, при котором значение передаваемого элемента сообщения (буква) определяется временем его передачи. В системе Якоби момент (время) передачи элементов сообщения был связан с углом поворота вращающихся осей распределителей.

Кроме того, он предложил использовать селекцию сигналов в зависимости от длительности посылаемых импульсов.

Первые аппараты Якоби, использующие принципы синхронного и синфазного вращения распределителей, были установлены и работали на линиях Петербург — Царское Село и Петербург — Петергоф в 1845 г.

В 1869 г. Г. И. Морозов впервые предложил метод частотного разделения сигналов и один из способов его практической реализации.

По этому предложению передача различных сигналов производится путем одновременной посылки по одной паре проводов импульсов переменного тока различных частот. В приемном устройстве производится разделение импульсов различных частот.

Для осуществления этой идеи автор предложил использовать в передающем устройстве генераторы переменного тока определенных частот, а в приемном — резонансные реле.

В генераторе Морозова использовалась упругая металлическая пластинка, имевшая определенную собственную частоту колебаний. Конец этой пластинки погружался в проводящий раствор, находившийся в металлическом стакане. При колебании пластинки сопротивление между ней и ста-

каном изменялось с частотой, вдвое большей собственной частоты колебаний пластинки.

Резонансное реле состояло из электромагнита, якоря, укрепленного на струне, и неподвижного контакта. Изменением длины струны, на которой крепился якорь, частота собственных колебаний ее устанавливалась такой, что реле реагировало на импульсы лишь одного из генераторов, использовавшихся для передачи сигналов.

Частотное разделение сигналов получило в последующем чрезвычайно широкое применение в телеуправлении в телеконтроле.

В 80-х годах прошлого века русский изобретатель Г. Г. Игнатьев осуществил одновременную передачу по проводам импульсов переменного и постоянного токов.

С развитием телеконтроля выявляются два основных его вида: телесигнализация и телеизмерение.

Телесигнализация обеспечивает передачу сведений о дискретных изменениях положения (состояния) тех или иных механизмов или устройств. Она использует те же принципы и аппаратуру, что и телеуправление при передаче команд типа «включить», «отключить» или «да», «нет».

Телеизмерение обеспечивает передачу на расстояние результатов измерения какого-либо физического параметра (величина тока, напряжение, перемещение, давление, температура и пр.), величина которого может непрерывно изменяться в некотором интервале. Для передачи результатов измерений на расстояние разрабатываются особые методы и новые устройства.

В 1906 г. акад. Б. Б. Голицын установил и испытал на телесейсмической станции Пулково электрические приборы, в которых содержались многие важные элементы современной техники телеизмерения: индуктивные и индукционные датчики, высокочувствительные магнитоэлектрические приемники и др. Быстрое развитие устройства телеизмерения получают в 20—30-х годах XX в.

Развитие связи по проводам, а также совершенствование различных механизмов позволили решить ряд задач управления и контроля на расстоянии. При этом, однако, возможности использования такого управления все же были ограничены, особенно в части управления подвижными объектами.

Радикальное решение вопроса было получено лишь после изобретения радио.

Изобретателем радиосвязи и радиотелеуправления является выдающийся русский ученый Александр Степанович Попов. Используя последние достижения физики, особенно в части изучения электромагнитных явлений (работы Максвелла и Герца), А. С. Попов в 1895 г. построил первый в мире радиоприемник, а в 1896 г. реализовал свою идею радиосвязи и выполнил радиоканал, обеспечивающий передачу различных сигналов. При передаче этих сигналов производились включение и выключение электрической цепи в пункте приема. Таким образом, приемное устройство Попова явилось также и первым в мире устройством радиотелеуправления.

Уже в ближайшее время после изобретения радио появляются работы по созданию устройств управления на расстоянии по радио.

В 1897 г. Э. Вильсону и Ч. Эвансу в Англии был выдан патент на радиотелемеханическое приспособление, которое, как сказано в патенте, «может быть с успехом применено к самолетам, рефлекторам, пушкам и всякого рода механизмам».

В 1898 г. профессор физики Новороссийского университета Н. Д. Пильчиков внес в военное ведомство предложение по беспроволочному управлению взрывом и машинами.

В 1906 г. испанский инженер Т. Кеведо осуществил управление по радио моторной лодкой на расстоянии до 200 *м*.

В 1926—1927 гг. проф. Молчанов в СССР создает время-импульсную систему радиотелеизмерения, которая предназначалась для исследования верхних слоев атмосферы с помощью шаров-зондов.

После Великой Октябрьской социалистической революции Советское правительство и Коммунистическая партия уделяют особое внимание развитию новой техники и ставят перед нашими учеными и изобретателями ряд задач, решение которых необходимо для скорейшего построения коммунистического общества и усиления обороны страны. Существенное место среди них занимают задачи в области телеуправления и телеконтроля.

Первые практически действующие устройства телеуправления для промышленности появились у нас в 1932 г. В настоящее время они нашли значительное применение в энергосистемах, на железнодорожном транспорте, в коммунальном хозяйстве, на метрополитене, на каналах и в ряде других отраслей промышленности.

Энергетические системы представляют собой объединение многих сложных производственных организмов, располагаемых на большой территории. В состав энергосистемы обычно входят: ряд электростанций, трансформаторные подстанции и линии электропередачи. Все эти устройства являются взаимосвязанными звеньями одного целого, поэтому работа энергетического объединения возможна лишь при централизации управления ими.

Управление энергосистемой сосредоточивается на диспетчерском пункте. С помощью устройств телеуправления, телесигнализации и телеизмерения диспетчер имеет возможность воздействовать на все составные части энергосистемы, знать, в каком состоянии находятся отдельные агрегаты, и получать данные, характеризующие режим работы тех или иных устройств. Это позволяет диспетчеру быстро, без посредства дежурного персонала, вводить в действие дополнительные мощности, когда этого требуют условия, перераспределять мощности в случае аварий и т. п.

Телеизмерение и телесигнализация получили широкое применение для диспетчерского управления неавтоматизированными станциями и подстанциями. Пользование ими позволяет диспетчеру в каждый данный момент точно знать состояние всех объектов и быстро передавать необходимые распоряжения обслуживающему персоналу. Такие системы диспетчерского управления применяются в крупнейших энергетических объединениях страны: Мосэнерго, Горэнерго, Донбассэнерго, Узбекэнерго, Ярэнерго и др.

На железнодорожном транспорте телеуправление и телеконтроль применяются для:

а) централизованного управления стрелками и сигналами на участках однопутных линий (диспетчерская централизация);

б) централизованного управления стрелками и сигналами на крупных железнодорожных станциях;

в) телеуправления тяговыми подстанциями.

В послевоенные годы предпринято было оборудование железнодорожных однопутных линий диспетчерской централизацией, которая объединяет автоблокировку с централизацией на промежуточных станциях.

При такой диспетчерской централизации управление стрелками и сигналами целого железнодорожного участка протяжением 150—200 *км* производится диспетчером из одного пункта. Движение поездов при этом автоматически записывается на ленте поездографа.

Внедрение диспетчерской централизации на однопутных участках позволяет увеличить пропускную способность их на 25—30% за счет устранения неоправданных задержек поездов. При этом количество работников, занятых регулированием движения, сокращается на 30—40%.

В коммунальном хозяйстве системы телеуправления и телеконтроля применяются для управления уличным освещением, трамвайными тяговыми подстанциями, задвижками магистральных водопроводов и газопроводов и пр.

Устройства телеуправления и телеконтроля начинают все больше внедряться на металлургических заводах, нефтепромыслах, шахтах и в других отраслях народного хозяйства.

С развитием радиорелейных линий связи исключительно важное значение для народного хозяйства приобретают системы радиотелеуправления и радиотелеконтроля. Такие системы обеспечивают возможность передачи на очень большие расстояния и за очень малые отрезки времени весьма большого количества команд и сведений.

Системы радиотелеуправления и радиотелеконтроля позволяют осуществить управление полетом ракет на больших расстояниях и при очень больших скоростях, а также передавать результаты измерений, производимых аппаратурой, установленной на борту ракеты. В Советском Союзе в 1957—59 гг. впервые в мире осуществлены запуски искусственных спутников земли и космических ракет-лабораторий, с борта которых с помощью систем радиотелеизмерения было передано большое количество информаций о результатах измерений различных физических параметров. В третьей космической ракете с помощью системы радиотелеуправления с земли на борт космической, автоматической лаборатории передавались команды управления работой установленных там механизмов и приборов.

Управляемые ракеты являются одним из самых эффективных современных средств вооружения. В недалеком будущем они будут использоваться для доставки срочных грузов и почты, межпланетных сообщений и других целей

Все системы телеуправления и телеконтроля, применяемые в СССР, разработаны советскими институтами и лабораториями. В частности, системы телеуправления и телеконтроля для энергосистем разрабатывались и разрабатываются в Институте автоматики и телемеханики АН СССР Всесоюзном научно-исследовательском институте электро-

энергетики, Теплоэлектропроекте, Всесоюзном электротехническом институте (ВЭИ) и других организациях.

Советскими учеными написан ряд трудов в области телеуправления, имеющих большое теоретическое значение [Л. 1—11].

Системы телеуправления и телеконтроля находят широкое применение и за границей.

В США, Франции, Англии и других странах они используются в энергосистемах, на железнодорожном транспорте и в других отраслях промышленности.

Следует, однако, иметь в виду, что, внедряя автоматизацию, капиталистические фирмы стремятся к вытеснению и замене рабочих автоматами главным образом в целях увеличения прибылей. В результате этого резко снижается спрос на квалифицированную рабочую силу и растет безработица.

В социалистических государствах автоматика и телемеханика позволяют облегчить труд рабочего, освобождая его от тяжелой физической работы, сводя его функции к управлению машинами, содействуют стиранию грани между умственным и физическим трудом, ибо развитие и внедрение этих областей техники производятся в направлении поднятия уровня рабочего до уровня техника и инженера. Применение автоматики, телеуправления и телеконтроля дает возможность резко повысить производительность труда и тем самым добиться улучшения благосостояния народа при одновременном сокращении рабочего дня.

В решениях XX1 съезда КПСС ставится задача перехода «от автоматизации отдельных агрегатов, установок к комплексной автоматизации, к созданию полностью автоматизированных цехов, технологических процессов и предприятий». При этом указывается, что «переход к комплексной механизации и автоматически управляемому производству с применением средств электронной техники составляет наиболее характерную черту современного технического прогресса».

Выполнение этой задачи требует дальнейшего широкого развития автоматики, телеуправления и телеконтроля.

Глава первая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

1-1. Основные понятия

а) Составные части телемеханической системы

Телемеханической называется система, обеспечивающая управление на расстоянии и контроль состояния подвижных и неподвижных объектов. В большинстве случаев она состоит из трех основных частей: системы телеуправления, системы автоматизации и системы телеконтроля.

Система телеуправления представляет собой совокупность устройств, обеспечивающих передачу на расстояние команд (распоряжений) путем посылки специальных (кодированных) сигналов, которые в месте их приема преобразуются в необходимые первичные воздействия на различные цепи системы автоматизации управляемых объектов или цепи других устройств.

Система автоматизации обеспечивает непосредственное выполнение переданных команд управляемыми машинами, механизмами и исполнительными органами или поддержание заданного режима их работы.

Выполнение команд система автоматизации осуществляет путем связывания между собой без участия человека нескольких простых процессов.

При этом протекание одного из простых процессов ставится в непосредственную зависимость от показателей, характеризующих протекание других (предшествующих или одновременно протекающих) процессов.

Система телеуправления сообщает системе автоматизации лишь первичные (распорядительные) воздействия, которые обусловливают начало или окончание определенного цикла действий (операций).

Так, например, для запуска электродвигателя постоянного тока необходимо выполнение ряда операций: введение в цепь якоря пусковых реостатов, подключение напряжения, постепенное выключение пусковых реостатов с доведением скорости вращения двигателя до нормального значения.

При управлении электродвигателем с помощью телемеханической системы выполнение всех этих операций осу-

ществляет система автоматизации. Система телеуправления обеспечивает при этом лишь включение начального (пускового) реле или контактора, со срабатыванием которого начинается процесс запуска двигателя. Срабатывание пускового реле или контактора и будет в данном случае первичным воздействием на систему автоматизации. Данный пример относится к автоматическому управлению небольшим циклом простейших операций.

Такие простейшие автоматические системы в свою очередь могут быть связаны между собой с помощью различного рода устройств, учитывающих изменение тех или иных внешних факторов и задающих необходимую последовательность работы этих систем во времени. Таким образом, могут быть созданы весьма сложные системы автоматизации, выполняющие без участия человека множество разнообразных операций с учетом большого числа различных факторов.

В настоящее время все большее применение в системах автоматизации находят различного рода вычислительные машины и, в частности, электронные цифровые машины [Л. 69], которые обеспечивают не только точный учет многих и различных факторов, но и выполняют необходимые расчеты и формально-логические операции, позволяющие задать всей автоматической системе оптимальный режим работы.

Система телеконтроля осуществляет передачу на расстояние и фиксацию или регистрацию сведений о состоянии объекта или происходящих в нем процессах путем посылки специальных (кодированных) сигналов от этого объекта на пункт приема сведений.

Системы телеуправления, телеконтроля и автоматизации не являются обособленными, а тесно связаны. Очень часто те или иные функции в системах телеуправления и системах телеконтроля выполняют одни и те же устройства. В ряде случаев одно и то же устройство используется как в системе телеуправления, так и в системе автоматизации.

Методы передачи различных команд и сведений, а также используемая при этом аппаратура имеют много общего, а в ряде случаев совершенно одинаковы. Поэтому в дальнейшем, когда не будет необходимости различать команды и сведения, мы будем использовать термин «сообщение», понимая при этом, что сообщение может быть либо командой, либо сведением.

б) Канал связи

Передача различных сигналов на расстояние с одного пункта на другой в системах телеуправления и телеконтроля производится по каналам связи.

Канал связи образуется совокупностью устройств, имеющей один вход (два зажима) и один выход (два зажима) и обеспечивающей передачу электрических сигналов на расстояние. Передача сигналов означает, что изменение напряжения (тока) на выходе канала обычно в том или ином масштабе с некоторыми допустимыми искажениями

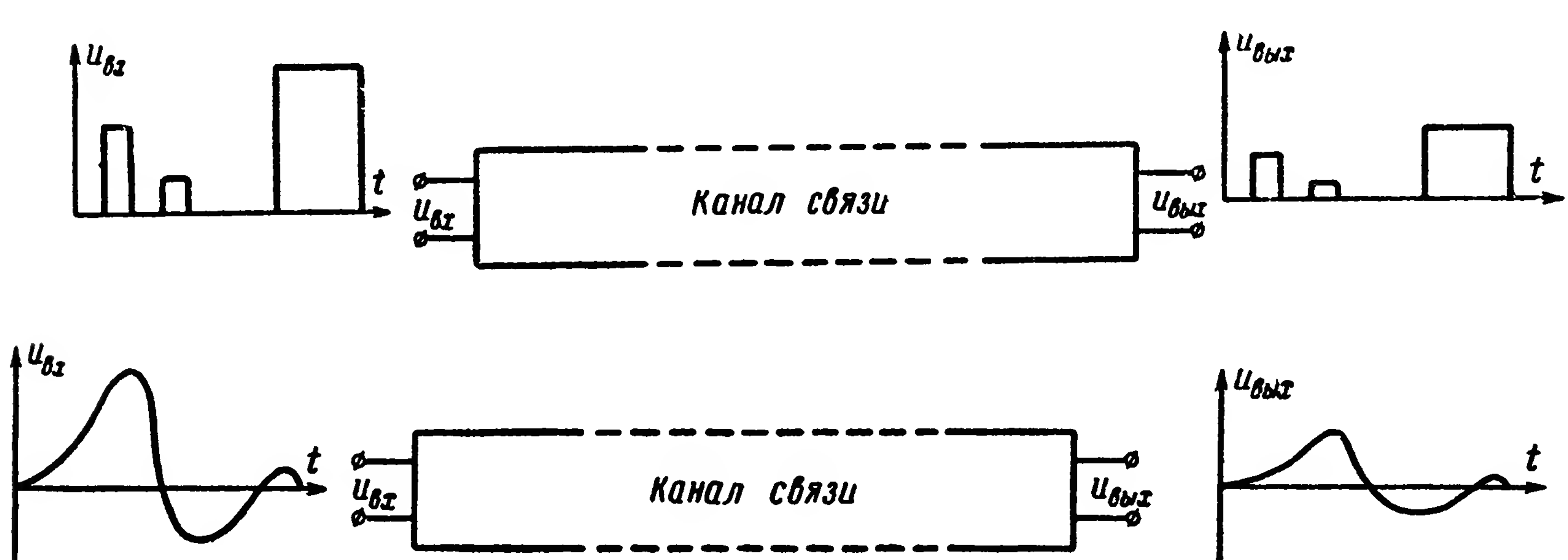


Рис. 1-1. Примеры передачи различных сигналов по каналам связи.

воспроизводит изменение напряжения (тока) на его входе (рис. 1-1).

В зависимости от вида энергии, передаваемой на расстояние, и диапазона частот используемых колебаний различают электрические, оптические и акустические каналы связи. В технике телеуправления и телеконтроля используются преимущественно электрические проводные и радиоканалы связи.

Отличие канала связи от линии электропередачи состоит в том, что для линии электропередачи объектом передачи является энергия. Она должна быть доставлена потребителю с минимальными потерями. Поэтому энергетический к. п. д. линии электропередачи должен быть достаточно большим и является важнейшей характеристикой этой линии.

В канале связи объектом передачи является сообщение (информация), т. е. некоторая совокупность сведений, содержащаяся в законе изменения во времени напряжения или тока. Это сообщение должно быть передано с минимальными искажениями и по возможности быстрее. Энергетический к. п. д. канала связи ничтожно мал.

Канал связи состоит из передающего устройства, приемного устройства и физической среды, через которую происходит передача данного вида энергии.

Проводной канал связи может быть получен путем использования двух проводов или системы провод—земля. В последнем случае земля выполняет роль второго провода. В простейшем виде при передаче по проводам однополярных импульсов постоянного тока передающее устройство может состоять из источника тока $U_{Б1}$ и реле P_1 (рис. 1-2). Последнее в зависимости от наличия или отсутствия напряжения $u_{вх}$ на его обмотке будет подключать или отключать источник тока от проводов. Приемное устройство может состоять из приемного реле P_2 и источника тока $U_{Б2}$. При срабатывании реле P_2 на выходе приемного устройства образуется импульс напряжения $u_{вых} = U_{Б2}$; при отпускании реле P_2 импульс исчезает, $u_{вых} = 0$.

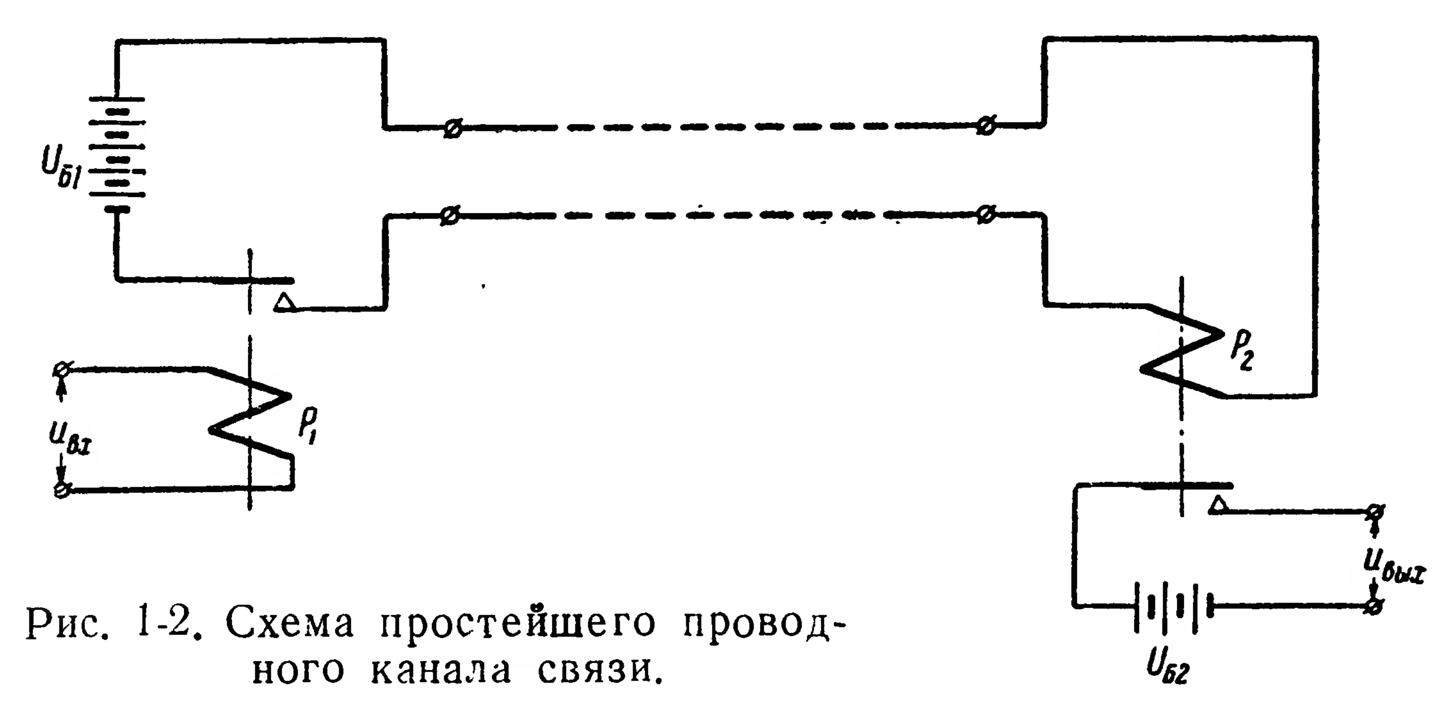


Рис. 1-2. Схема простейшего проводного канала связи.

При передаче по проводам импульсов переменного напряжения передающее устройство может содержать генератор синусоидального напряжения, усилитель, источники тока и другие элементы. Приемное устройство может содержать усилитель, выпрямитель и реле (или другие преобразователи сигнала), источники тока и другие элементы.

Радиоканал связи обычно образуется путем использования радиопередающего устройства, работающего на определенной несущей частоте, и радиоприемного устройства, настроенного на ту же несущую. В проводном канале связи величина протекающего в нем тока может непосредственно изменяться в соответствии с передаваемым сообщением.

В радиоканале связи для передачи сообщения используется, как известно, модуляция одного из параметров колебаний высокой частоты (несущей) — амплитуды, частоты, фазы — или нескольких параметров одновременно по закону передаваемого сообщения. Модуляция колебаний производится в передающем устройстве. В результате модуляции образуется совокупность колебаний различных высоких частот, занимающих некоторую, сравнительно узкую (относительно несущей частоты) полосу частот.

В приемном устройстве высокочастотные колебания демодулируются (детектируются), в результате чего на его выходе образуется сигнал, воспроизводящий передаваемое сообщение и отличающийся обычно от модулирующего сигнала лишь масштабом и наличием некоторых искажений.

Модуляция синусоидальных колебаний, генерируемых передающим устройством, применяется и в проводных каналах связи.

Частный случай модуляции, когда модулируемый параметр может принимать лишь два различных значения, называется манипуляцией. В дальнейшем мы будем использовать оба эти термина, чтобы различать случаи, когда применяется только манипуляция сигналов и когда может иметь место модуляция в общем смысле этого слова.

Канал связи может описываться большим числом различных характеристик и параметров: частотные характеристики, мощность сигнала, уровень и характер помех, действующих на входе приемного устройства, и т. п. Наиболее общими параметрами канала связи с точки зрения возможности передачи различных сообщений являются пропускная способность и емкость.

Пропускная способность канала связи $C_к$ характеризуется наибольшим теоретически возможным числом элементарных сообщений, т. е. сообщений типов «да», «нет» или «включить», «выключить» (двоичные единицы информации), которые могут быть переданы по этому каналу в единицу времени. Пропускная способность канала связи зависит от полосы пропускаемых им частот и отношения мощностей сигнала и помех, действующих на входе приемного устройства [Л. 10].

Полоса пропускаемых частот определяет допускаемую скорость изменения во времени напряжения или тока на входе канала связи с тем, чтобы эти изменения без существенных искажений были воспроизведены на выходе канала. С увеличением полосы пропускания увеличивается и

допустимая скорость изменения напряжения (тока) и, следовательно, в единицу времени может быть передано большее число различных сообщений (большее количество информации).

Отношение мощностей сигнала и помех, действующих на входе приемного устройства, характеризует возможную степень искажения отдельных сигналов помехами и, следовательно, возможность безошибочного разделения (различения) различных сигналов. С увеличением отношения мощностей сигнала и помех на входе приемного устройства степень искажения сигналов помехами уменьшается, что позволяет увеличить число сообщений, которые могут быть переданы в единицу времени по этому каналу.

Таким образом, увеличение пропускной способности $C_к$ канала связи может быть достигнуто лишь путем увеличения полосы пропускаемых им частот и выходной мощности передающего устройства. Во всех случаях это требует установки более дорогого и сложного оборудования, а также увеличения затрат на эксплуатацию такого канала.

Так, например, увеличение полосы частот, пропускаемых проводным каналом связи, требует применения более дорогих проводов или кабелей: медных проводов вместо железных или специальных высокочастотных кабелей, которые обеспечивают малое затухание сигналов высоких частот. Увеличение полосы частот, занимаемых радиоканалом связи, уменьшает число различных каналов, которые могут быть размещены в данном диапазоне частот. Передающие устройства с большей выходной мощностью имеют бо́льшую стоимость и потребляют большее количество энергии.

Емкость канала связи $V_к$ характеризуется наибольшим теоретически возможным числом элементарных сообщений, которые могут быть переданы за время $T_к$, предоставляемое для использования этого канала связи в данной системе телеуправления или телеконтроля. Легко видеть, что $V_к = C_к T_к$.

В некоторых телемеханических системах используется несколько каналов связи. В таком случае некоторые элементы (устройства) могут быть общими для разных каналов. Так, например, в проводных каналах связи один провод (или земля) может быть общим для всех каналов.

Общими могут быть источники питания, антенна и другие элементы. При передаче по проводам импульсов переменного тока возможно создание искусственных (фантомных) каналов связи [Л. 12].

в) Задачи кодирования сигналов

При передаче команд система телеуправления воздействует на различные цепи системы автоматизации.

В последующем эти цепи будем называть исполнительными. Воздействие на каждую исполнительную цепь может быть различным: оно может быть дискретным («включить», «выключить») и непрерывным.

В последнем случае напряжение или ток в исполнительной цепи могут непрерывно изменяться во времени в необходимых пределах по задаваемому закону.

При создании системы телеуправления возникают две задачи:

1) обеспечение передачи однозначных воздействий на различные исполнительные цепи — выбор исполнительной цепи;

2) обеспечение передачи различных воздействий на данную исполнительную цепь.

Такие же задачи возникают и при создании системы телеконтроля. Разница лишь в том, что исполнительные цепи в системах телеконтроля связаны не с системой автоматизации, а с теми или иными индикаторами или регистраторами сигналов.

Указанные две задачи мы можем объединить и формулировать как задачу передачи различных сообщений (различной информации).

Простым решением задачи передачи различных сообщений было бы использование нескольких каналов связи, число которых равнялось бы числу исполнительных цепей.

Такое решение, однако, чрезвычайно неэкономично, даже при малых расстояниях между пунктом управления (контроля) и объектами, измеряемых десятками и сотнями метров. Поэтому в системах телеуправления и телеконтроля для передачи различных сообщений применяется кодирование сигналов.

Кодирование сигналов обеспечивает передачу различных сообщений по одному или малому числу каналов связи путем образования сигналов, имеющих характерные отличия. Сигналы могут отличаться друг от друга, например, числом импульсов, амплитудой импульсов, длительностью импульсов и пауз, частотой, группировкой импульсов и т. п.

В дальнейшем сигналы, образуемые на выходе передающего устройства и поступающие на вход приемного устройства канала связи, мы будем называть *телесигналами*. В проводных каналах связи их часто называют *ли-*

нейными сигналами, а в радиоканалах — радиосигналами.

Образование телесигналов с характерными отличиями достигается путем манипуляции или модуляции по определенному закону постоянного напряжения или тока, протекающего в проводном канале связи, — манипуляции или модуляции синусоидальных колебаний, генерируемых передающим устройством проводного или радиоканала связи.

Так, например, в простейшем проводном канале связи, показанном на рис. 1-2, при срабатывании и отпускании реле P_1 производится амплитудная манипуляция телесигнала, в результате чего образуются импульсы и паузы; кроме того, в этом канале возможна модуляция импульсов и пауз по длительности.

Все это позволяет образовать необходимое количество разнообразных телесигналов.

При передаче сообщений на большие расстояния, как правило, используется лишь один канал связи, так как увеличение числа каналов связи в этом случае требует значительных затрат.

Задачей кодирования сигналов является не только обеспечение передачи необходимого числа различных сообщений, но и обеспечение надежности этой передачи. Дело в том, что помехи, действующие на входе приемного устройства канала связи, искажают передаваемые сигналы и могут вызывать вредные последствия: непринятие переданного сообщения или ложное восприятие сообщения. Вероятность таких искажений при данном виде помех в значительной мере зависит от вида и характера передаваемых телесигналов, т. е. от способа кодирования.

Выше уже указывалось, что наибольшее теоретически возможное число различных сообщений, которые могут быть переданы по данному каналу связи в течение некоторого отрезка времени, характеризуется его емкостью. С этой точки зрения кодирование сигналов обеспечивает наиболее полное использование канала связи: позволяет по возможности приблизить число фактически передаваемых сообщений к емкости канала связи.

При управлении данным объектом бывает необходимо обеспечить передачу некоторого определенного числа сообщений в заданный отрезок времени. При этом кодирование сигналов позволяет использовать наиболее простой (с небольшой емкостью) и дешевый канал связи или же минимальное число таких каналов.

При данном канале связи и заданном числе передаваемых сообщений рациональное кодирование сигналов позволяет получить по возможности высокую надежность системы телеуправления или телеконтроля, т. е. позволяет свести к минимуму вредные последствия, вызываемые искажением сигналов под действием помех или других причин.

Так как число передаваемых сообщений зависит от функций, выполняемых управляемым или контролируемым объектом, а пропускная способность и емкость канала связи — от свойств этого канала и характера действующих в нем помех, то кодирование сигналов в конечном счете имеет целью согласование специфических свойств управляемого (контролируемого) объекта со спецификой используемого канала связи.

1-2. Составные части систем телеуправления и телеконтроля

а) Составные части системы телеуправления

Система телеуправления обычно включает в себя органы управления, кодирующее устройство, канал (или несколько каналов) связи, декодирующее устройство и выходные преобразователи (рис. 1-3).

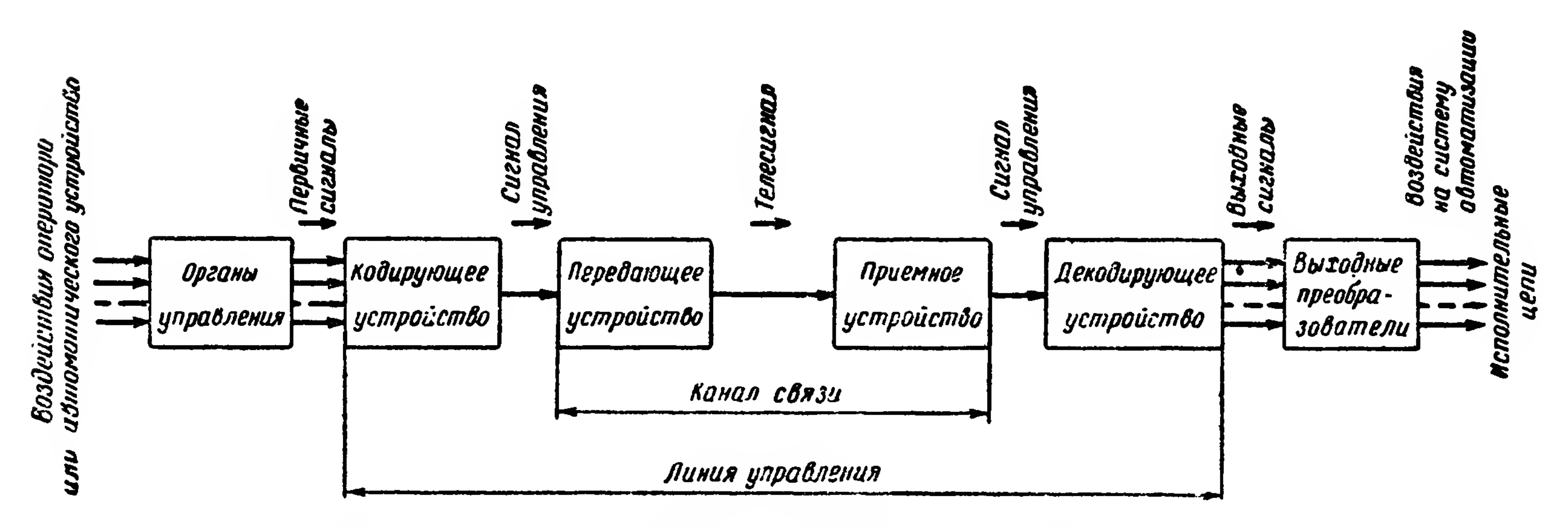


Рис. 1-3. Блок-схема системы телеуправления.

Органы управления представляют собой совокупность элементов, на которые воздействует оператор или какое-либо автоматическое устройство для посылки команд с пункта управления на управляемый объект. Органы управления преобразуют воздействия оператора или автоматического устройства в соответствующие изменения напряжения или тока во входных цепях кодирующего устройства, т. е. в первичные сигналы управления, которые в по-

следующем для краткости будем называть *первичными сигналами*.

Органы управления содержат обычно следующие части:

а) элементы, воспринимающие воздействия оператора или автоматического устройства и преобразующие эти воздействия в изменение напряжения или тока в некоторой цепи;

б) устройство запасания команд, обеспечивающее запоминание воздействия оператора (или автоматического устройства) и передачу соответствующих этому воздействию команд после передачи команд, посланных оператором ранее;

в) устройство автоматического запуска (перевода в рабочее положение) кодирующего и передающего устройств для передачи команды.

Кодирующее устройство обеспечивает преобразование изменения напряжения или тока в его входных цепях (первичные сигналы) в соответствующие кодированные сигналы управления, подаваемые на вход канала связи. Кодированные сигналы управления в дальнейшем для краткости будем называть сигналами управления.

Сигнал управления содержит необходимую совокупность признаков, определяющих передачу той или иной команды. Так, например, сигнал управления одной команды может отличаться от сигнала управления другой команды числом импульсов, частотой синусоидального напряжения, частотой следования или длительностью импульсов и т. п.

При использовании радиоканала связи сигнал управления часто называют *видеосигналом*.

Передающее устройство обеспечивает преобразование энергии, поставляемой некоторым источником (обычно источником тока), в вид энергии или форму, наиболее удобные (эффективные) для передачи на расстояние, т. е. генерирование телесигнала, а также манипуляцию и модуляцию телесигнала по закону, задаваемому сигналом управления.

Таким образом, передающее устройство обеспечивает преобразование сигнала управления в телесигнал.

Приемное устройство воспринимает телесигнал и преобразует его в сигнал управления. Последний обычно отличается от сигнала управления на входе передающего устройства (входе канала связи) лишь масштабом и наличием некоторых искажений.

Декодирующее устройство обеспечивает разделение сигналов, предназначенных для воздействия на различные выходные преобразователи, и в соответствии с передаваемой командой обусловливает необходимое изменение напряжения (тока) в воспринимающих частях этих преобразователей. Иными словами, декодирующее устройство преобразует сигналы управления в выходные сигналы, воздействующие на воспринимающие части выходных преобразователей.

Выходные преобразователи в соответствии с изменениями напряжения или тока в выходных цепях де-

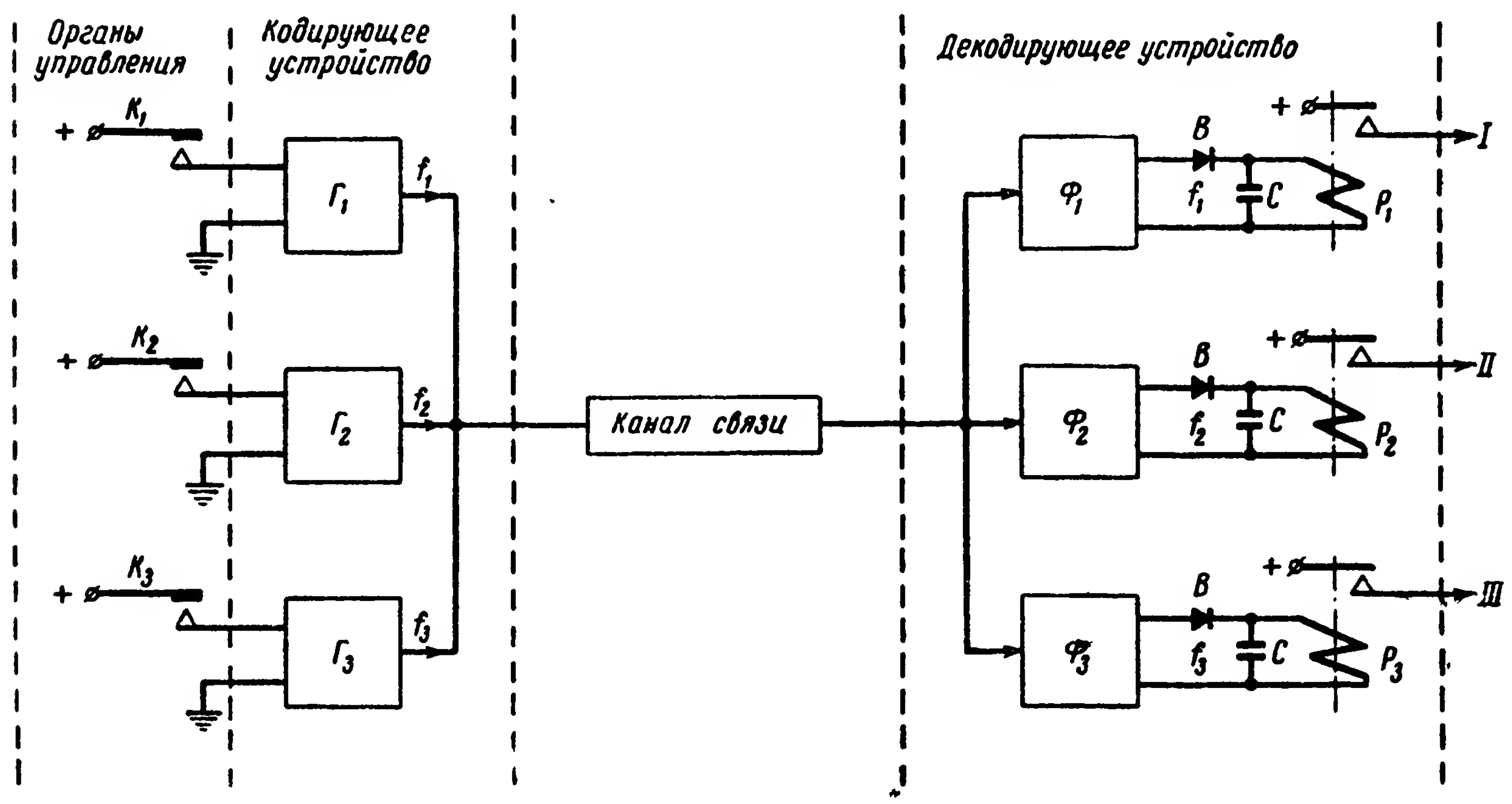


Рис. 1-4. Пример системы телеуправления, обеспечивающей передачу трех команд путем посылки сигналов различных частот.

кодирующего устройства (выходные сигналы) обеспечивают необходимое воздействие на исполнительные цепи.

В качестве примера рассмотрим систему, у которой сигналы управления представляют собой напряжения различных низких частот.

В этом случае задачу кодирующего устройства могут выполнять генераторы различных низких частот, а задачу декодирующего устройства — фильтры и реле переменного тока.

Взаимодействие элементов в такой системе телеуправления иллюстрируется схемой на рис. 1-4.

При замыкании контактов K_1—K_3 к соответствующим генераторам подключается питание и на выходе их образуются напряжения низкой частоты f_1—f_3. После передачи этих сигналов по каналу связи они попадают на фильтры

Φ_1—Φ_3. На выходе каждого фильтра переменные напряжения имеют достаточно большую амплитуду лишь в случае, если частота этого напряжения близка к частоте настройки фильтра (точнее, лежит в полосе его пропускания). Переменные напряжения на выходе фильтров с помощью выпрямителей B, емкостей C и электромагнитных реле P_1—P_3 преобразуются в постоянные напряжения, подключаемые контактами указанных реле к соответствующим цепям системы автоматизации. Так, например, при замыкании контактов K_1 срабатывает реле P_1 и подключает постоянное напряжение к цепи I.

В данной схеме контакты K_1, K_2 и K_3 образуют органы управления, генераторы низких частот f_1, f_2 и f_3 — кодирующее устройство, фильтры, схемы выпрямления и реле — декодирующее устройство.

Канал связи в этой системе принципиально может быть любым. В случае, например, использования радиоканала связи сигнал управления, содержащий лишь колебания низких частот (f_1, f_2 и f_3), задает закон модуляции несущей в передатчике по амплитуде, частоте или фазе. В приемном устройстве после усиления по высокой частоте, детектирования и усиления по низкой частоте на выходе образуются напряжения (токи), воспроизводящие модулирующие напряжения (токи), т. е. сигнал управления.

Составные части системы телеуправления, показанные на рис. 1-3, иногда бывают конструктивно и функционально объединены; так, например, в ряде случаев одно устройство выполняет одновременно задачу органов управления и некоторые задачи кодирующего устройства.

Выходные преобразователи как самостоятельная часть иногда отсутствуют, и их задачи выполняют элементы декодирующего устройства. В ряде случаев тесно переплетаются и объединяются элементы кодирующего и передающего, а также приемного и декодирующего устройств.

На рис. 1-5 приведена схема простейшей системы телеуправления, в которой для передачи различных команд по проводам посылаются импульсы постоянного тока различной силы (амплитуды). Реле P_1, P_2 и P_3 имеют различные токи срабатывания. При замыкании контактов K_1 ток мал и срабатывает лишь реле P_1; при замыкании контактов K_2 ток больше и срабатывают реле P_1 и P_2, а при замыкании контактов K_3 срабатывают реле P_1, P_2 и P_3. Контакты реле P_1, P_2 и P_3 соединены таким образом, что при срабатывании реле P_1 получает питание лишь обмотка реле C_1, при

срабатывании реле P_1 и P_2 — обмотка реле C_2, а при срабатывании реле P_1, P_2 и P_3 — обмотка реле C_3. Реле C_1, C_2 и C_3, срабатывая, производят замыкания соответствующих исполнительных цепей.

В данном примере контакты K_1, K_2 и K_3 выполняют задачу органов управления, а совместно с потенциометрическим делителем — также и задачу кодирующего устройства.

Реле P_1, P_2 и P_3 выполняют одновременно задачи приемного и декодирующего устройств, а реле C_1, C_2 и C_3 —

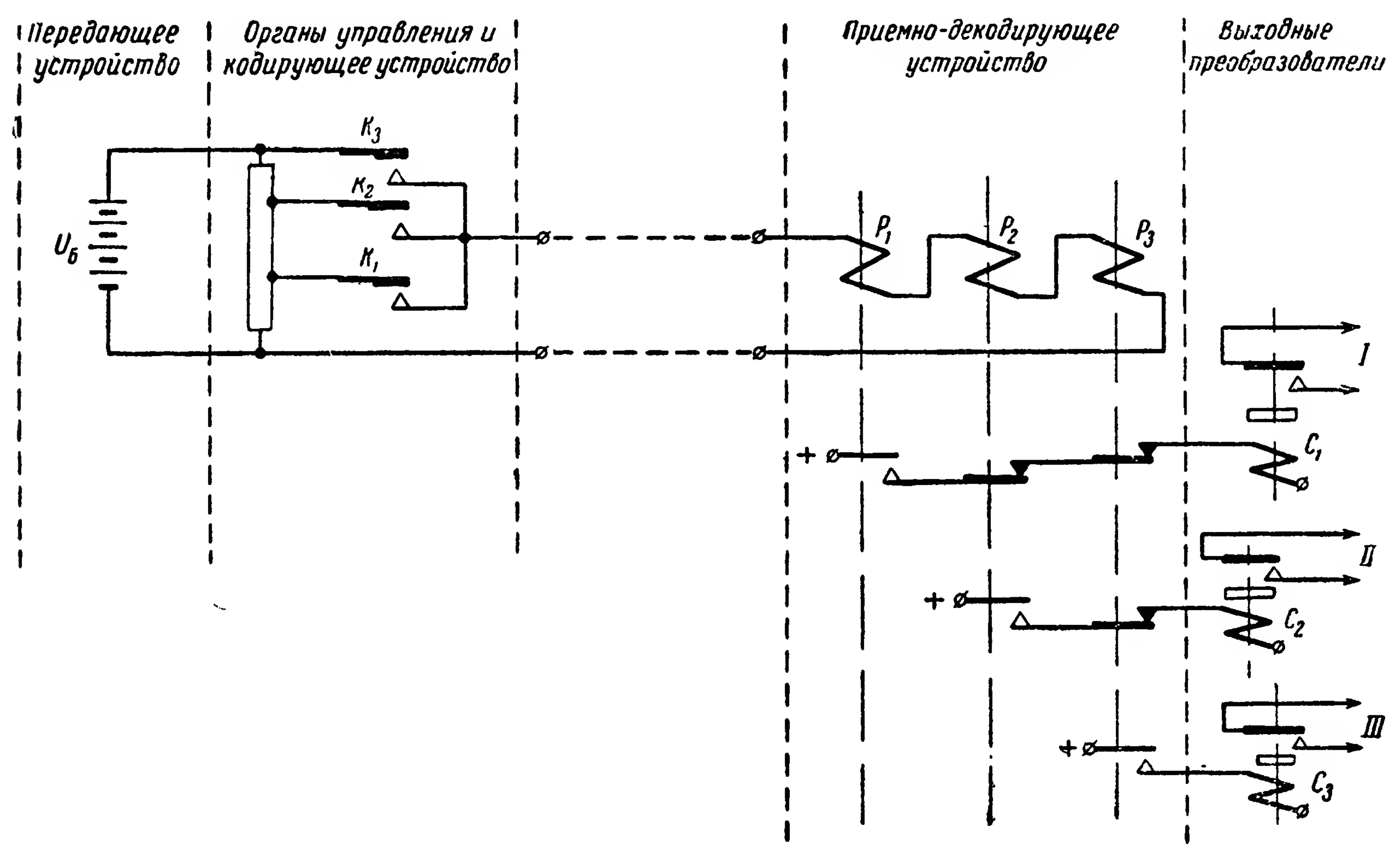


Рис. 1-5. Пример системы телеуправления, обеспечивающей передачу трех команд путем посылки сигналов различных амплитуд.

выходных преобразователей. В современных сложных системах телеуправления рассмотренные составные части их разделяются достаточно четко. В ряде случаев кодирующие и декодирующие устройства строятся таким образом, что они могут работать с различными каналами связи.

Совокупность кодирующего устройства, канала связи и декодирующего устройства принято называть *линией управления* (рис. 1-3).

Аппаратуру, расположенную на пункте управления (органы управления, кодирующее устройство и передающее устройство канала связи), часто называют *передающей аппаратурой системы телеуправления*,

а аппаратуру, расположенную на управляемом объекте (приемное устройство канала связи, декодирующее устройство и выходные преобразователи),— приемной аппаратурой системы телеуправления.

В случае использования нескольких каналов связи в системе телеуправления составные части ее остаются теми же. Разница будет лишь в том, что кодирующее устройство в этом случае имеет несколько (по числу каналов

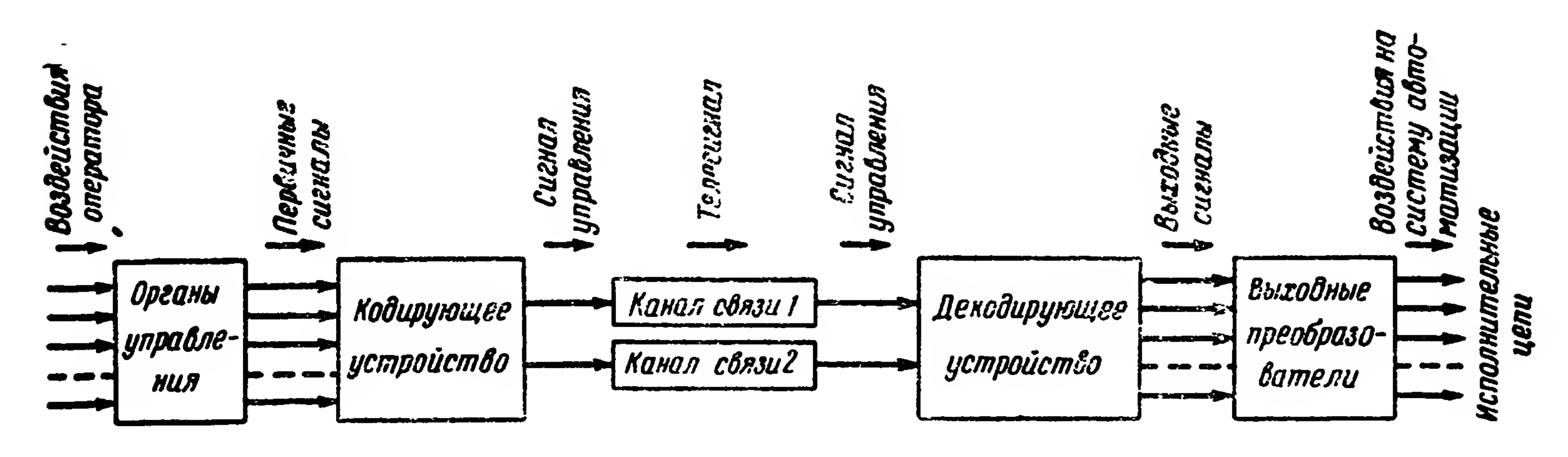


Рис. 1-6. Блок-схема системы телеуправления с двумя каналами связи.

связи) выходных цепей, а декодирующее устройство — столько же входных.

В такой системе передача той или иной команды определяется характерными отличиями телесигнала и номером канала связи, по которому он передается, или распределением элементов телесигнала по различным каналам связи.

На рис. 1-6 приведен пример блок-схемы системы телеуправления с двумя каналами связи.

б) Составные части системы телеконтроля и их назначение

Система телеконтроля включает в себя органы контроля, кодирующее устройство, канал связи (может быть несколько каналов связи), декодирующее устройство и индикаторы контролируемых параметров или выходные преобразователи (рис. 1-7).

Органы контроля представляют собой совокупность элементов, обеспечивающих преобразование значений тех или иных контролируемых параметров в изменения напряжения или тока во входных цепях кодирующего устройства — первичные сигналы.

Органы контроля содержат обычно следующие части:

а) реагирующие элементы, или датчики, воспринимающие воздействия тех или иных физических факторов и пре-

образующие эти воздействия в изменения напряжения или тока в соответствующих цепях;

б) устройство накопления сведений;

в) устройство автоматического запуска (перевода в рабочее состояние) кодирующего и передающего устройств.

Последние два устройства и равным образом кодирующее устройство, канал связи и декодирующее устройство в системе телеконтроля выполняют такие же функции, как и одноименные устройства в системе телеуправления.

В системе телеконтроля на выходе кодирующего устройства образуется сигнал контроля, который и передается на расстояние по каналу связи. При этой передаче происходят

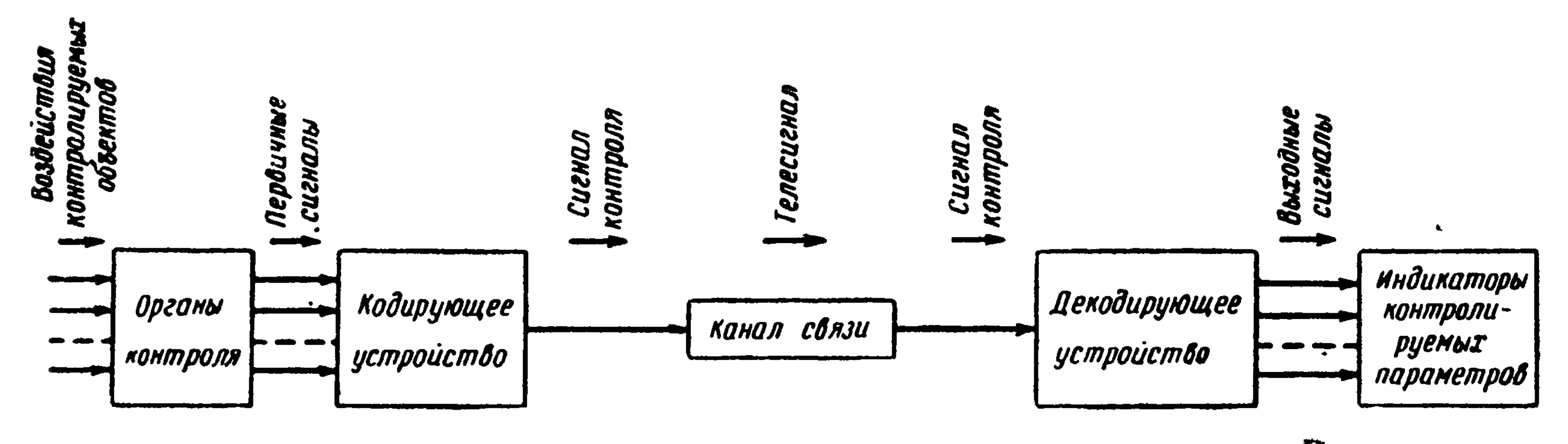


Рис. 1-7. Блок-схема системы телеконтроля.

преобразование сигнала контроля в телесигнал и обратное преобразование.

Индикаторы контролируемых параметров обеспечивают фиксацию изменения напряжения или тока в выходных цепях декодирующего устройства. Эта фиксация достигается путем зажигания и погасания сигнальных ламп, изменения положения различных сигнализаторов, отклонения стрелок показывающих измерительных приборов либо регистрацией закона изменения контролируемых параметров во времени путем вычерчивания кривых на бумажной ленте, фотоспособом, при помощи магнитной записи или другим способом.

Система телеконтроля может использоваться не только для передачи сведений оператору или регистрации изменений контролируемых параметров во времени, но и для воздействия на то или иное автоматическое устройство на пункте управления (см. § 1-3). В этих случаях к исполнительным цепям декодирующего устройства подключаются выходные преобразователи, аналогичные преобразователям, применяемым в системе телеуправления.

Схемы телеуправления на рис. 1-4 и 1-5 могут быть использованы и для передачи сведений о состоянии контролируемого объекта, если число возможных различных состояний его не более 8 (число различных комбинаций состояний контактов K_1, K_2 и K_3).

В частности, эти схемы могут передать сведения о состоянии объекта, имеющего три двухпозиционных механизма. Такими механизмами могут быть, например, любые электрические выключатели, имеющие лишь два характерных положения: «включено» и «выключено». В этом случае вместо контактов K_1—K_3 органов управления к схеме должны быть подключены контакты, связанные с контролируемыми механизмами, например валами масляных выключателей.

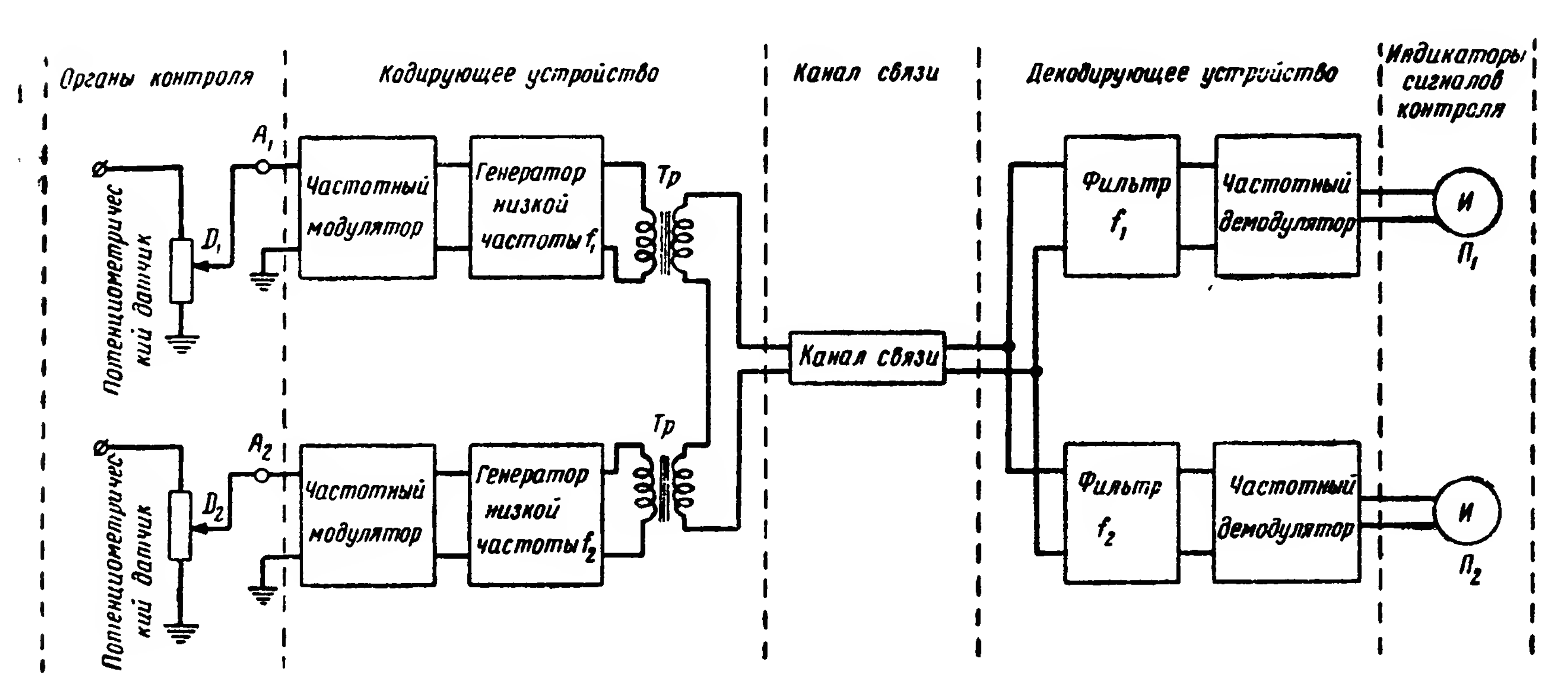


Рис. 1-8. Пример системы телеконтроля, обеспечивающей передачу значения двух непрерывно изменяющихся параметров.

В качестве индикаторов контролируемых параметров в этих схемах могут использоваться, например, сигнальные лампы, подключаемые к цепям *I*, *II* и *III*.

На рис. 1-8 приведен пример блок-схемы системы телеконтроля, обеспечивающей передачу на расстояние сведений о двух контролируемых параметрах, значения которых могут непрерывно изменяться во времени в некоторых пределах. Такими параметрами могут быть, например, уровень воды в водоеме, положение или угол поворота того или иного механизма и др.

Задачу органов контроля в данном случае выполняют потенциометрические датчики. При изменениях величин контролируемых параметров происходит смещение движ-

ков потенциометров $Д_1$ и $Д_2$ и в соответствии с этим изменяются потенциалы в точках A_1 и A_2

Задачу кодирующего устройства в этой схеме выполняют два генератора низких частот (f_1 и f_2), частотные модуляторы и трансформаторы ($Тр$).

При изменении потенциала в точке A_1 модулятор обеспечивает изменение частоты f_1, а при изменении потенциала в точке A_2 — частоты f_2. Напряжения, образуемые на выходе генераторов, суммируются во вторичных обмотках трансформаторов и подаются на вход канала связи.

Декодирующее устройство состоит из фильтров, пропускающих колебания с частотами близкими к f_1 и f_2, и частотных демодуляторов (детекторов).

Токи различных частот близких к f_1 и f_2, действующие на выходе канала связи, разделяются соответствующими фильтрами. Частотные демодуляторы реагируют на отклонения частот f_1 и f_2 от некоторого среднего значения. На выходе демодуляторов образуется постоянное напряжение (ток), величина которого пропорциональна изменению (девиации) соответствующей частоты (f_1 или f_2).

Задачу индикаторов контролируемого параметра в данном случае могут выполнять показывающие приборы $П_1$ и $П_2$ типа вольтметра или амперметра постоянного тока, проградуированные в соответствующих единицах.

в) Понятие о системе передачи сообщений

Общность задач, решаемых основными частями систем телеуправления и телеконтроля, позволяет ввести понятие о системе передачи сообщений (системе связи); системы телеуправления и телеконтроля являются ее частными случаями.

Система передачи сообщений включает в себя следующие составные части (рис. 1-9): первичные пре-

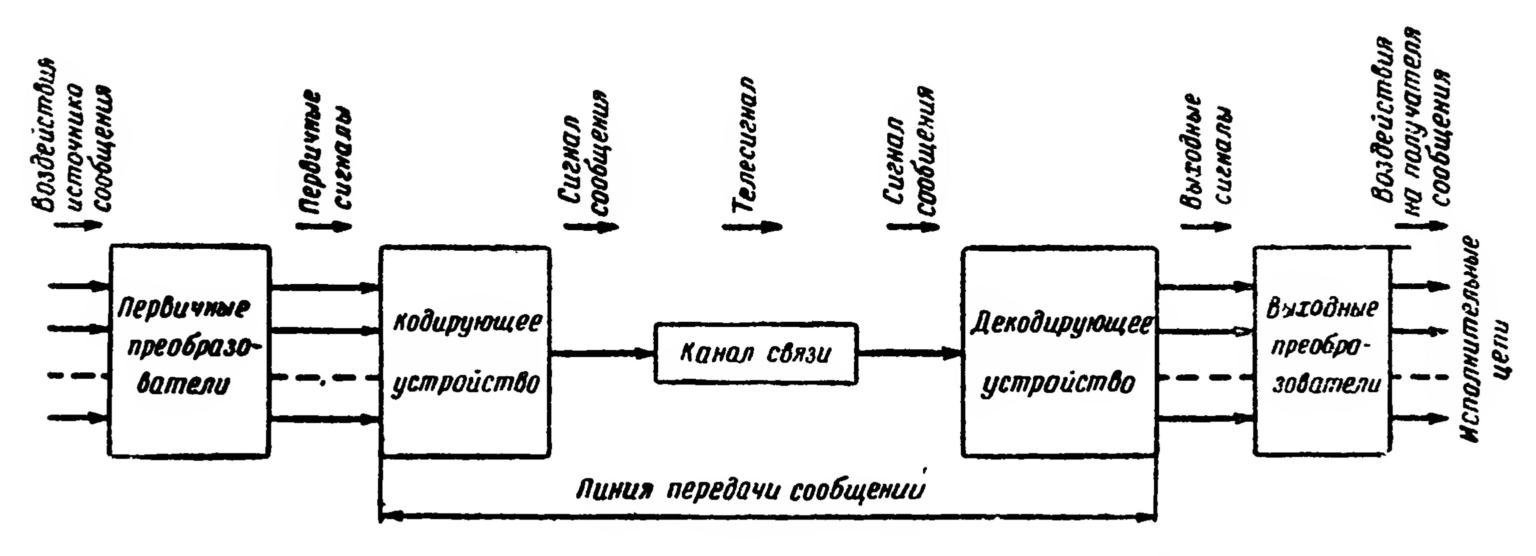


Рис. 1-9. Блок-схема системы передачи сообщений.

образователи, кодирующее устройство, канал связи, декодирующее устройство и выходные преобразователи.

Первичные преобразователи обеспечивают преобразование воздействия источника сообщения в изменение напряжения или тока во входных цепях кодирующего устройства — первичные сигналы.

Функции остальных устройств системы сообщений аналогичны рассмотренным выше функциям устройств систем телеуправления и телеконтроля.

1-3. Виды телеуправления и телеконтроля

а) Телеуправление и телеконтроль в разомкнутых и замкнутых телемеханических системах

В большинстве телемеханических систем воздействие на органы управления при передаче тех или иных команд производится оператором. Осуществляя управление, оператор учитывает реальное состояние управляемого объекта, о котором он узнает по положению индикаторов контролируемых параметров или каким-либо другим путем (на-

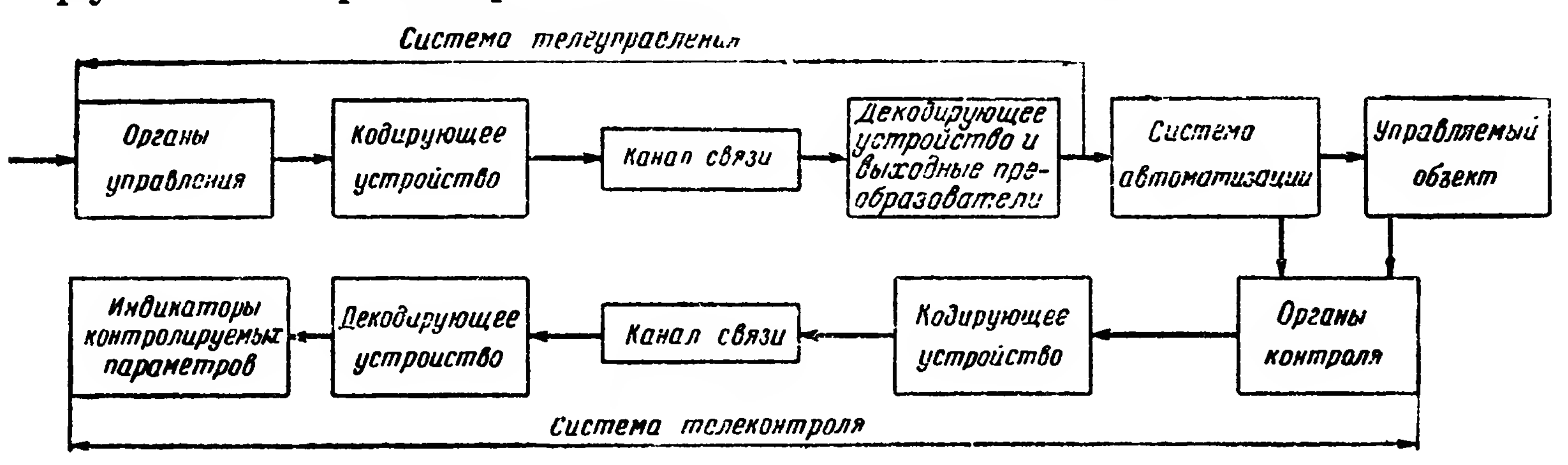


Рис. 1-10. Блок-схема разомкнутой телемеханической системы.

пример, визуальным наблюдением за положением управляемого объекта). Непосредственного воздействия системы телеконтроля на систему телеуправления в данном случае нет. Такие телемеханические системы называются **разомкнутыми**.

Взаимодействие основных частей разомкнутой телемеханической системы иллюстрируется рис. 1-10. Системы телеуправления и телеконтроля имеют раздельные каналы связи. В ряде случаев некоторые части этих каналов, как, например, провода, антенны, источники питания, объединяются и являются общими для обоих каналов.

Иногда система телеуправления применяется для воздействия не на систему автоматизации, а на те или иные

показывающие приборы с целью передачи команд персоналу, обслуживающему неавтоматизированный или частично автоматизированный объект. Такие системы телеуправления часто называют системами телекомандования.

Кроме оператора внешнее воздействие на систему телеуправления могут оказывать различные чувствительные и измерительные устройства, реагирующие на изменения каких либо физических факторов (температура, освещенность, механические перемещения и др.), или различные программные устройства, обеспечивающие передачу команд в заранее выбранной последовательности. В некоторых телемеханических системах воздействие на систему телеуправления производится с непосредственным автоматическим учетом реального состояния управляемого объекта. В этом случае специальное суммирующее и решающее устройство, установленное на пункте управления, сопоставляет информацию, передаваемую системой телеконтроля, с внешними воздействиями оператора или других устройств, выполняет определенные математические и логические операции и в результате вырабатывает необходимое воздействие на систему телеуправления.

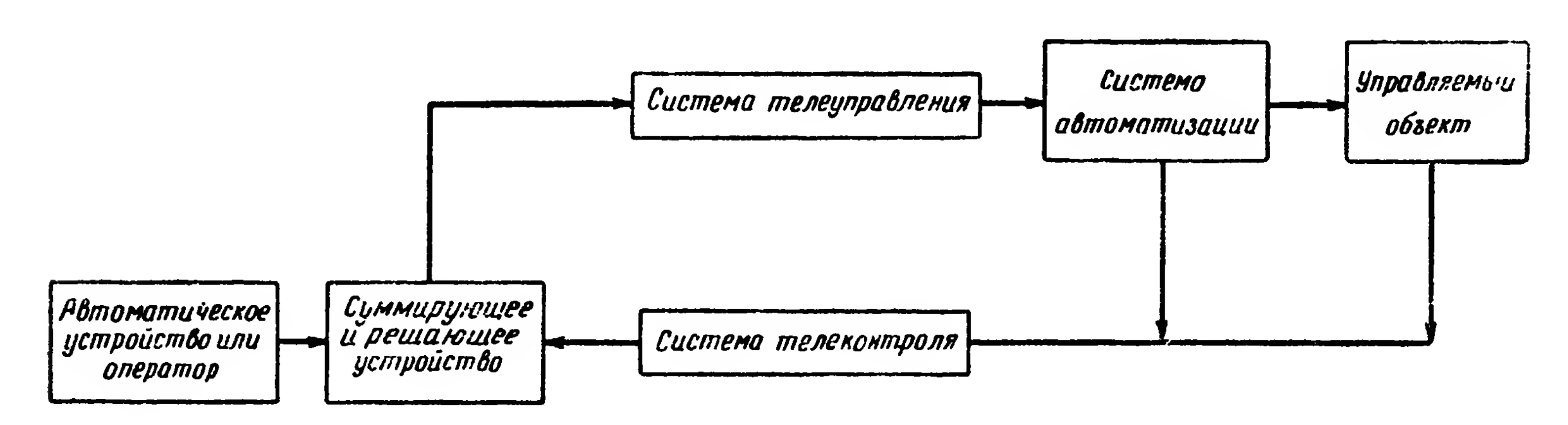


Рис. 1-11. Блок-схема замкнутой телемеханической системы.

Такие телемеханические системы называются замкнутыми.

Взаимодействие систем телеуправления и телеконтроля в замкнутой телемеханической системе иллюстрируется на рис. 1-11.

Замкнутая телемеханическая система может рассматриваться как замкнутая система регулирования или телерегулирования. Система телеконтроля в этом случае выполняет задачу цепи обратной связи.

В настоящее время развитие телемеханики идет в направлении все большего использования замкнутых телемеханических систем. До сих пор, например, телемехани-

ческие системы управления энергетическими объектами (электрическими станциями и подстанциями) являлись разомкнутыми. В таких системах диспетчер энергетической системы в соответствии с показаниями индикаторов контролируемых параметров принимает решение о необходимости выполнения тех или иных коммутаций в схемах распределительных устройств управляемых станций и подстанций, а также о запуске или остановке тех или иных агрегатов (генераторов, преобразователей). В соответствии с принятым решением диспетчер воздействует на органы управления и передает необходимые команды по системе телеуправления. Система замыкается, но только через диспетчера.

В настоящее время производится работа по созданию вычислительных машин, которые в соответствии с состоянием управляемой системы (показаниями индикаторов системы телеконтроля) смогут выполнять необходимые расчеты и формально-логические операции и тем самым выбирать, какие команды следует передать в данное время для получения оптимального режима работы системы.

Такие вычислительные машины смогут полностью заменить диспетчера и позволят технически замкнуть телемеханическую систему управления.

б) Дискретные и непрерывные телеуправление и телеконтроль

Управление объектом и контроль его состояния могут быть дискретными и непрерывными.

Дискретное управление применяется при условии, если исполнительные механизмы управляемого объекта могут иметь вполне определенное, сравнительно небольшое число различных состояний.

В этом случае для управления объектом необходимо обеспечить передачу вполне определенного числа дискретных команд. Воздействия на цепи системы автоматизации такого объекта производятся, как правило, по принципу «да», «нет», «включить», «выключить»; иначе говоря, воздействия имеют релейный характер.

Такое дискретное управление объектом могут обеспечить, например, рассмотренные выше (см. рис. 1-4 и 1-5) системы телеуправления, у которых при передаче команды производится подключение напряжения к соответствующим исполнительным цепям.

При *дискретном телеконтроле* обеспечивается передача определенного числа различных сигналов кон-

троля, характеризующих определенные (дискретные) изменения состояния исполнительных механизмов. Схема вида рис. 1-4 и 1-5 может обеспечить также передачу дискретных сведений.

Непрерывное телеуправление применяется в случае, когда положение исполнительного механизма управляемого объекта может изменяться в некоторых пределах непрерывно и, следовательно, этот механизм может иметь теоретически бесконечно большое число различных дискретных положений.

Примером подобного исполнительного механизма является руль подвижного объекта. При телеуправлении в этом случае необходимо иметь возможность установить на расстоянии любое положение такого исполнительного механизма.

Для системы автоматизации исполнительного механизма с плавно изменяющимся положением характерным является то, что непрерывное управление положением этого механизма производится путем изменения воздействия на одну и ту же исполнительную цепь.

Так, например, система автоматизации управления рулем подвижного объекта выполняется так, что она обеспечивает поворот руля на определенный угол в зависимости от величины напряжения (тока), подаваемого во входную цепь этой системы. Такая система автоматизации является одним из видов широко применяемых в настоящее время следящих систем.

Задачу передачи различных величин напряжения (тока) в цепи системы автоматизации может выполнить, например, схема, приведенная на рис. 1-8.

В этом случае к выходной цепи частотного демодулятора могут подключаться тот или иной преобразователь или непосредственно цепь системы автоматизации (следящая система). Движки потенциометрических датчиков ($Д_1$ и $Д_2$) могут быть связаны с органами управления.

При непрерывном телеконтроле обеспечивается передача сведений о положении исполнительного механизма или каком-либо процессе, который может изменяться непрерывно. Передачу непрерывных сведений об изменении значений двух контролируемых параметров может обеспечить, например, схема на рис. 1-8.

Передачу дискретных сведений о состоянии объекта принято называть телесигнализацией, а передачу непрерывных сведений — телеизмерением.

Примером применения телесигнализации может быть передача на диспетчерский пункт энергетической системы сигналов о положениях масляных выключателей и разъединителей станций и подстанций, входящих в эту систему.

Примером применения телеизмерения может быть передача на диспетчерский пункт значений мощностей, отдаваемых в сеть отдельными электрическими станциями.

В соответствии с характером передаваемых сведений системы телеконтроля разделяются на системы телесигнализации и системы телеизмерения (телеметрии).

Системы дискретного и непрерывного телеуправления и телеконтроля имеют ряд специфических особенностей, однако между ними нет принципиального различия.

Дело в том, что передача непрерывно изменяющихся значений параметра может быть осуществлена лишь с какой-то допустимой погрешностью. Если учесть эту погрешность, то нетрудно видеть, что задача передачи непрерывно изменяющегося параметра сводится к задаче передачи достаточно большого числа его дискретных значений. Так, например, при допускаемой погрешности 2% необходимо обеспечить передачу 50 различных дискретных значений данного параметра.

в) Телеуправление и телеконтроль с одним и несколькими каналами передачи сообщений

Системы телеуправления и телеконтроля могут иметь один или несколько каналов передачи сообщений. Число каналов передачи сообщений определяется числом исполнительных цепей или групп таких цепей, воздействия на которые могут передаваться практически одновременно и независимо друг от друга.

Так, например, система телеуправления, блок-схема которой приведена на рис. 1-4, имеет три канала передачи сообщений, ибо передача всех трех команд в этой системе может производиться одновременно и независимо. В то же время система телеуправления, блок-схема которой показана на рис. 1-5, имеет один канал передачи сообщений, ибо в этом случае одновременная передача различных команд невозможна.

Аналогично сказанному выше система телеконтроля, блок-схема которой приведена на рис. 1-8, имеет два канала передачи сообщений.

Независимая передача сообщений означает, что любое сообщение из всего возможного набора их может быть пе-

редано независимо от того, какие другие сообщения передаются в данный момент времени или были переданы ранее.

При практически одновременной передаче различных команд оператор не должен ожидать окончания передачи одной команды для посылки другой. Разница времен приема одновременно посылаемых команд должна быть малой по сравнению со временем отработки их исполнительными механизмами.

Практически одновременными передачей и приемом значений нескольких контролируемых параметров считаются такие, когда индикаторы этих параметров получают необходимые воздействия со столь малыми задержкой или перерывами во времени, что возможны одновременное визуальное наблюдение показаний индикаторов различных параметров или одновременная регистрация текущего значения этих параметров на бумаге, фотопленке или другим способом в виде непрерывной кривой или ряда дискретных близко расположенных значений (точек). При этом погрешности в передаче текущего значения контролируемого параметра для всех моментов времени не должны превосходить установленных норм.

Системы телеуправления и телеконтроля с несколькими каналами передачи сообщений могут иметь один или несколько каналов связи. Таким образом, число каналов передачи сообщений может быть больше, равно и меньше числа каналов связи.

Современные системы телеуправления и телеконтроля позволяют иметь большое число (50—100) каналов передачи сообщений при одном канале связи.

Получение большого числа каналов передачи сообщений при одном или малом числе каналов связи достигается путем использования соответствующих методов кодирования и модуляции сигналов.

г) Централизация телеуправления и телеконтроля

Машины и механизмы, управляемые и контролируемые на расстоянии, могут располагаться на неподвижном или подвижном объекте. Управляемыми объектами могут быть электрическая станция, подстанция, шлюз, компрессорная станция, самолет, катер, ракета и пр.

Место расположения управляемого и контролируемого объекта называют исполнительным пунктом (ИП). Машины и механизмы, входящие в состав ИП, располагаются на небольшом удалении друг от друга, и для управления

ими на этом пункте устанавливаются приемная аппаратура системы телеуправления и передающая аппаратура системы телеконтроля.

Передающая аппаратура системы телеуправления и приемная аппаратура системы телеконтроля также могут устанавливаться на неподвижном или подвижном объекте. Такой объект называют управляющим или командным. Место расположения этого объекта называют распорядительным пунктом (РП).

В простейшем случае управления и контроля на расстоянии имеются один исполнительный и один распорядительный пункты, на которых располагается приемная и передающая аппаратура систем телеуправления и телеконтроля.

Очень часто бывает необходимо обеспечить с одного распорядительного пункта централизованное управление и контроль состояния нескольких и даже большого числа исполнительных пунктов, удаленных друг от друга на значительные расстояния.

Такие централизованные телеуправление и телеконтроль могут быть осуществлены двумя способами:

а) с раздельными для каждого ИП каналами связи и
б) с общим для всех ИП каналом связи.

Возможно, конечно, и комбинированное использование этих двух способов, когда для разных групп ИП используются разные каналы связи, а ИП данной группы имеют общий канал связи.

При использовании раздельных для каждого ИП каналов связи передача сообщения данному ИП с РП производится путем посылки сигнала по соответствующему каналу связи. Приемная аппаратура системы телеуправления на ИП в этом случае получает сигналы, предназначенные лишь для данного ИП. Задача этой аппаратуры состоит в том, чтобы в соответствии с принимаемым сигналом выбрать необходимую исполнительную цепь и оказать на нее требуемое воздействие. Например, если на ИП имеется несколько выключателей, то в соответствии с получаемым сигналом приемная аппаратура системы телеуправления должна обеспечить замыкание или размыкание одного или нескольких выключателей.

Передача информации от ИП на РП в этом случае также идет по разным каналам связи, и потому сигналы контроля должны содержать лишь сведения о состоянии того или иного механизма этого ИП или значении того или ино-

го контролируемого параметра и не имеют дополнительных отличий, определяющих принадлежность их к данному ИП.

Раздельные проводные каналы связи для разных ИП используются при радиальном расположении этих ИП относительно РП (рис. 1-12). При раздельных радиоканалах связи для приемника каждого ИП выделяется определенная несущая частота.

При использовании общего для всех ИП канала связи сигналы сообщения, передаваемые с РП, должны содер-

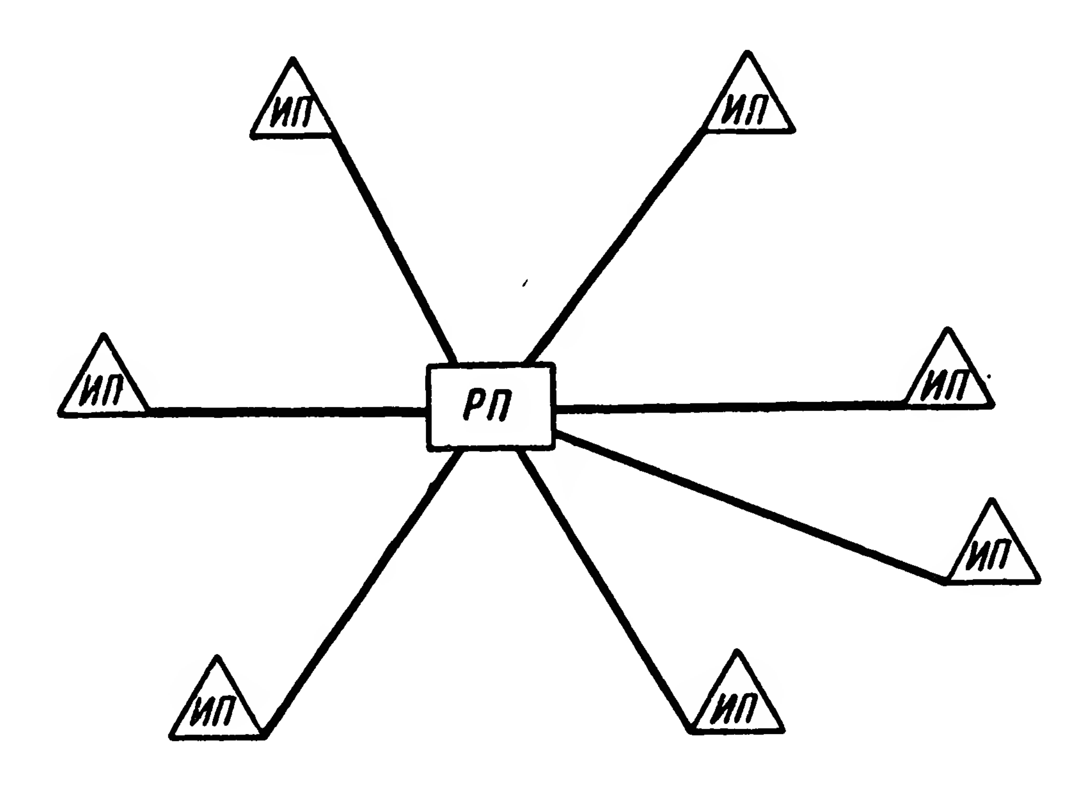


Рис. 1-12. Блок-схема системы централизованного телеуправления и телеконтроля с раздельными для каждого исполнительного пункта каналами связи.

жать характерные отличия, определяющие ИП, для которого они предназначаются, и характер операций, которые должны быть выполнены на этом ИП.

Приемная аппаратура системы телеуправления на ИП должна реагировать на эти характерные отличия, т. е. должна из всех сигналов, передаваемых по каналу связи, отбирать сигналы, предназначаемые для данного ИП, и в соответствии с характером принимаемого сигнала обеспечивать выполнение необходимой операции.

Аналогично сигнал сообщения, передаваемый с данного ИП, должен содержать характерные отличия, определяющие существо передаваемой информации, и дополнительные отличия, которые позволят приемной аппаратуре на РП определить, с какого ИП данная информация передается. Общий проводной канал связи целесообразно использовать при линейном расположении ИП (рис. 1-13). Такое расположение ИП имеет место при управлении ком-

мутационной аппаратурой электрических сетей, объектами обслуживания газопроводов, нефтепроводов и пр.

При общем радиоканале связи приемники всех ИП настраиваются на одну и ту же несущую (волну).

Использование общего для разных ИП канала связи позволяет уменьшить затраты на устройство этого канала, но требует некоторого усложнения приемной и передаю-

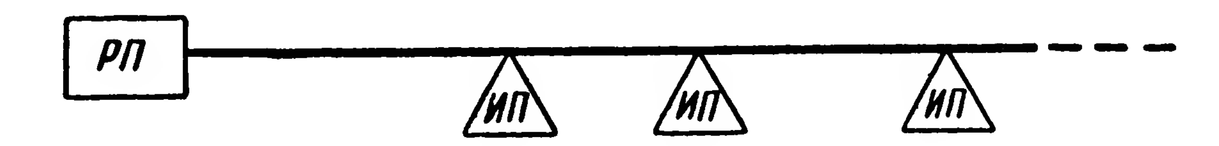


Рис. 1-13. Блок-схема системы централизованного телеуправления и телеконтроля с общим для всех исполнительных пунктов каналом связи.

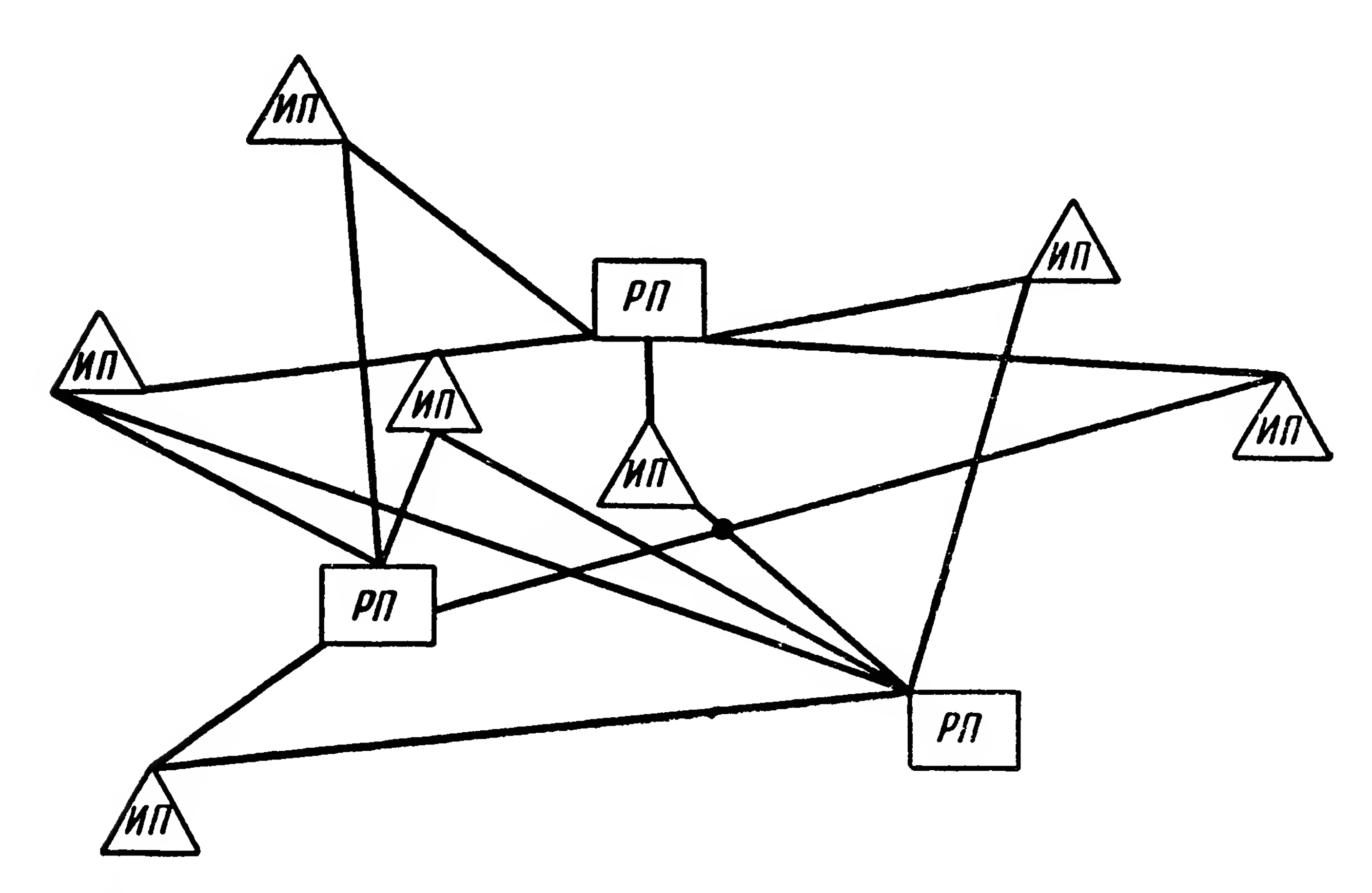


Рис. 1-14. Блок-схема, обеспечивающая телеуправление и телеконтроль нескольких ИП с разных РП.

щей аппаратуры систем телеуправления и телеконтроля. Такое усложнение, как правило, является более рентабельным, чем использование раздельных каналов связи.

В некоторых случаях бывает необходимо обеспечить телеуправление и телеконтроль нескольких ИП с разных РП, причем последние могут быть равноправными и неравноправными. Такие управление и контроль могут быть обеспечены путем:

1) использования каналов связи между каждым РП и ИП, как это показано на рис. 1-14; часть этих каналов может быть общей для нескольких ИП и РП;

2) использования центра связи и избирания, с которым связываются все РП и ИП (рис. 1-15).

Центр связи и избирания, получив сигнал от того или иного РП, в соответствии с характером этого сигнала производит выбор необходимого ИП и обеспечивает передачу на него сигнала.

Примером подобного центра связи и избирания является автоматическая телефонная станция (АТС). Абонент,

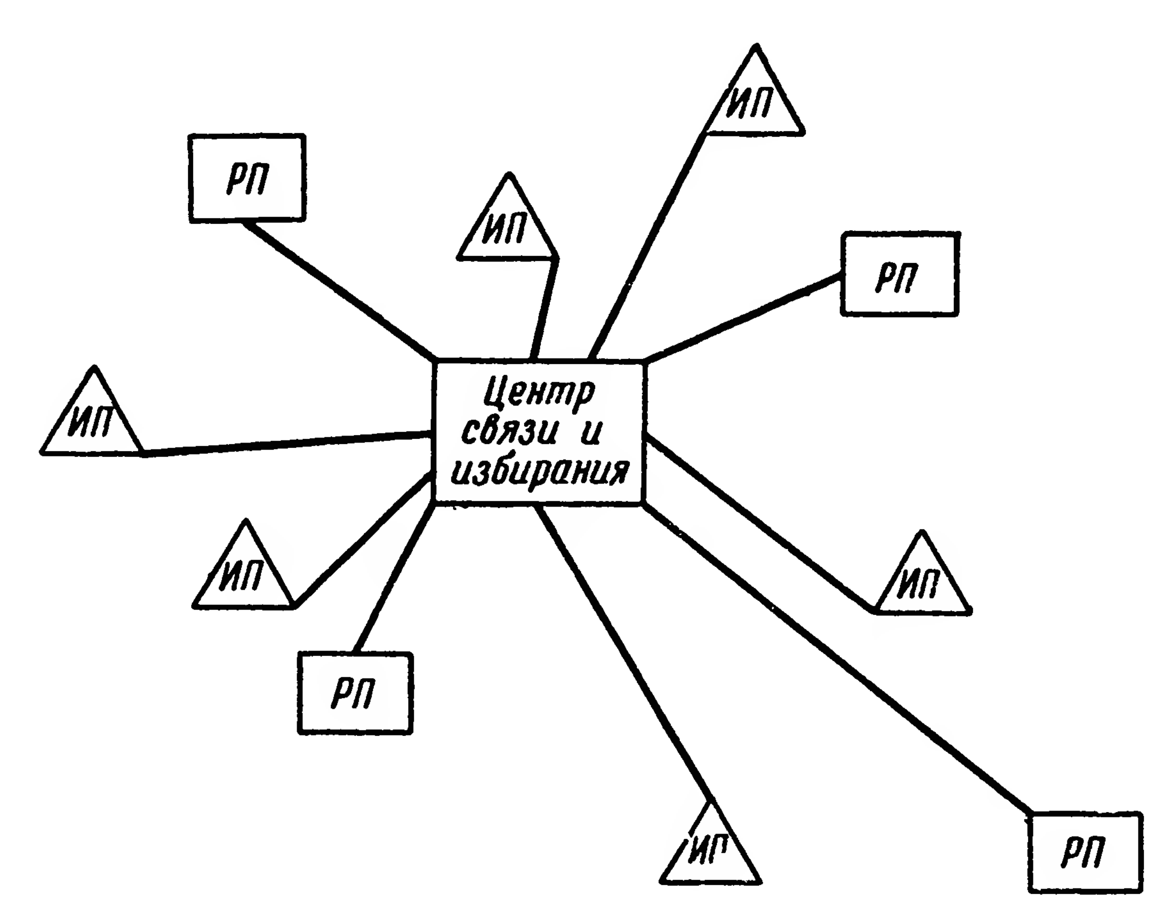


Рис. 1-15. Блок-схема системы централизованного телеуправления и телеконтроля с центром связи и избирания.

набирая номер, передает на АТС сигнал, определяющий выбор вызываемого абонента. АТС, получив сигнал выбора, производит подключение канала связи вызываемого абонента к каналу связи вызывающего абонента и передает сигнал вызова. Образовавшийся между абонентами канал связи используется для телефонного разговора, однако точно так же он может быть использован и для передачи других сообщений и, в частности, для передачи сигналов управления или контроля.

д) Отличие дистанционного управления и контроля от телеуправления и телеконтроля

Управление и контроль на расстоянии могут обеспечиваться также системами дистанционного управления и контроля.

Отличительным признаком систем дистанционного управления и контроля является отсутствие кодирующих и декодирующих устройств, а также то, что число каналов связи в них равно, а иногда и превышает число входных цепей системы автоматизации или число индикаторов контролируемого параметра.

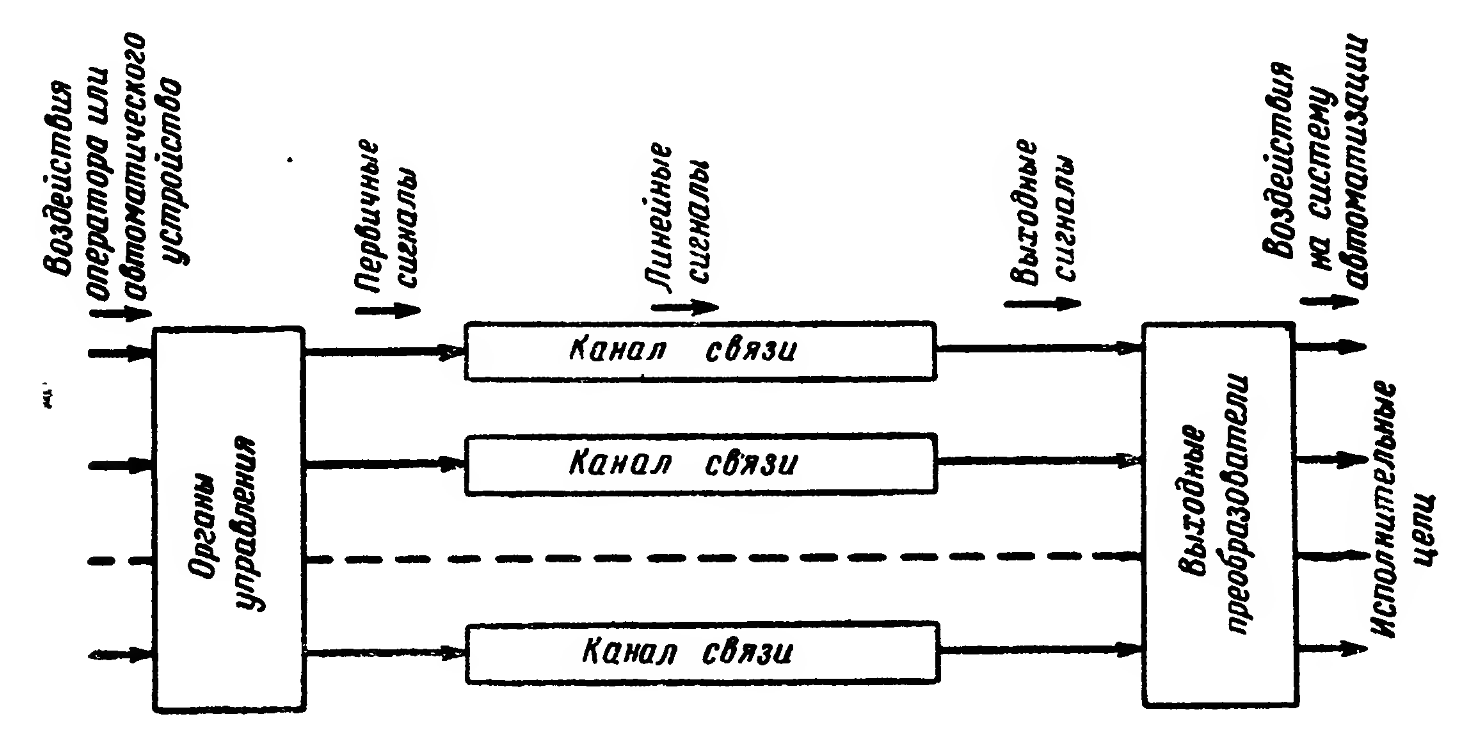


Рис. 1-16. Блок-схема системы дистанционного управления.

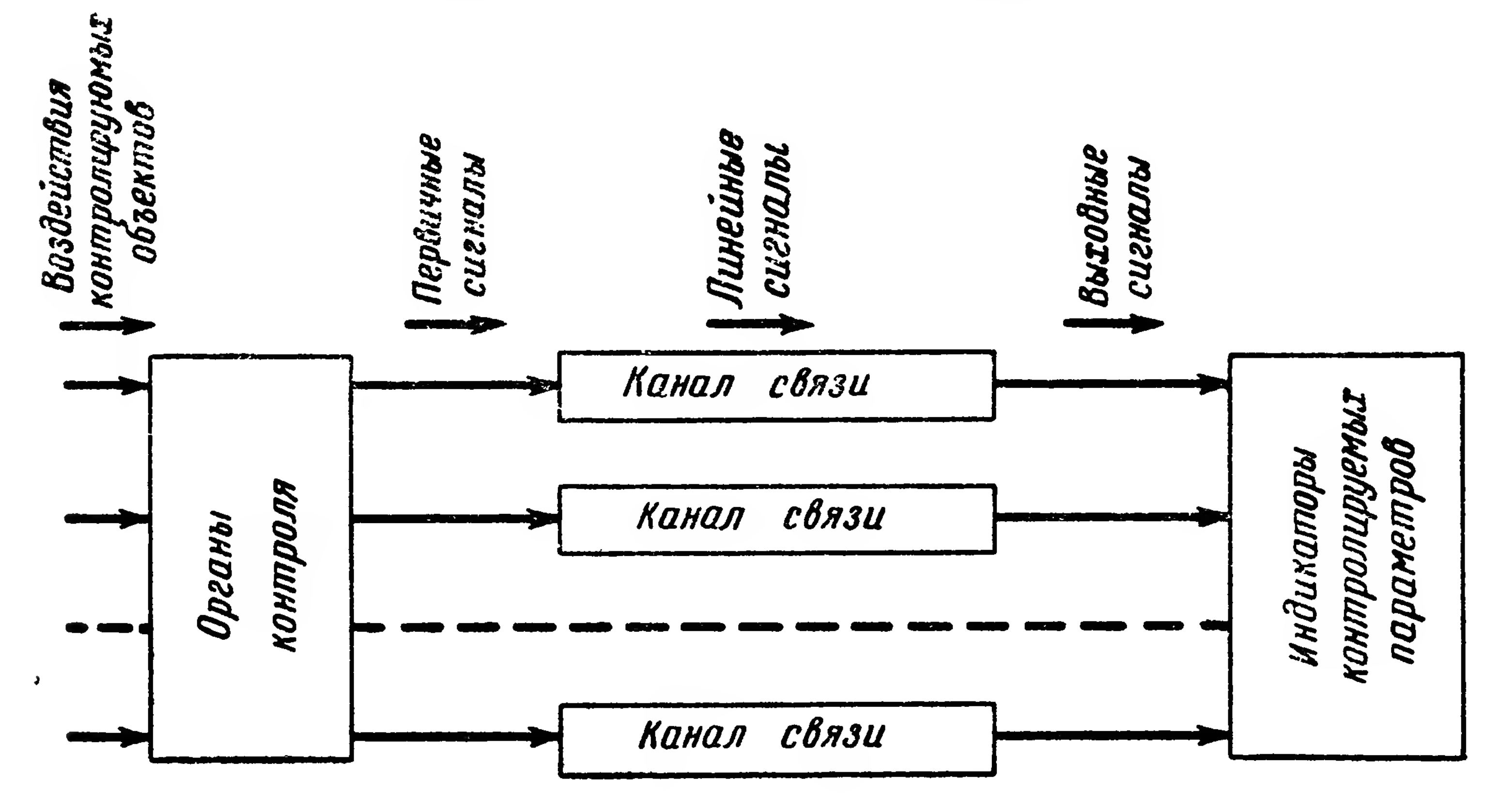


Рис. 1-17. Блок-схема системы дистанционного контроля.

В системах дистанционного управления и контроля, как правило, используются лишь проводные каналы связи, ибо радиоканалы связи требуют непременного кодирования сигналов в виду значительного уровня и многообразия помех, действующих на входе радиоприемного устройства.

На рис. 1-16 и 1-17 показаны блок-схемы систем дистанционного управления и контроля, а на рис. 1-18 — пример

схемы дистанционного управления, обеспечивающей подключение питания к цепям *I*, *II* и *III* при замыкании соответственно контактов K_1, K_2 и K_3 органов управления. В схеме используются три канала связи.

Так как для систем дистанционного управления и контроля необходимо иметь, как правило, большее число каналов связи, чем в системах телеуправления и телеконтро-

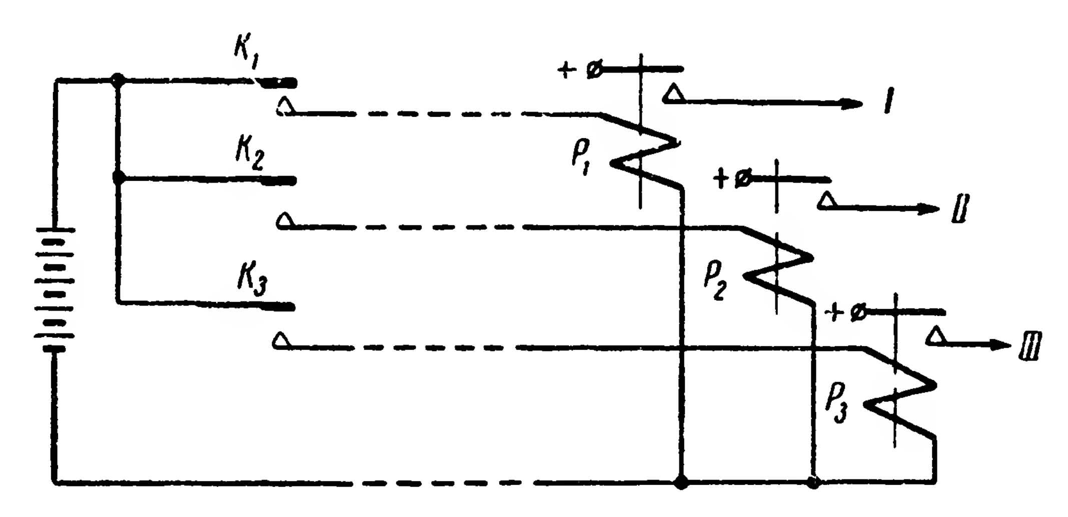


Рис. 1-18. Пример схемы дистанционного управления.

ля, то дистанционное управление и контроль используются лишь при малых (порядка нескольких десятков и сотен метров) расстояниях между управляемым или контролируемым объектом и пунктом управления или контроля.

С увеличением расстояния управления или контроля стоимость дополнительных каналов связи превосходит стоимость оборудования (аппаратуры), необходимого для кодирования и декодирования сигналов, и потому применение систем дистанционного управления и контроля становится нерентабельным.

Глава вторая

МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И ТЕЛЕКОНТРОЛЯ

2-1. Посылки сигнала сообщения

а) Понятия о посылках сигнала сообщения

В системах дискретного телеуправления и телеконтроля сигнал сообщения, формируемый на выходе кодирующего устройства или образующийся на выходе приемного устройства канала связи, может быть разделен на ряд характерных элементов — посылок.

Под посылкой в дальнейшем условимся понимать элемент сигнала, обладающий определенным признаком. Такими простейшими элементами сигнала сообщения могут быть:

однополярный импульс напряжения (тока);

синусоидально изменяющееся напряжение (ток);

периодическая последовательность импульсов;

пауза (отсутствие напряжения или тока сигнала).

Из указанных простейших элементов может строиться либо непосредственно сигнал сообщения, либо более сложные элементы — кодовые группы, совокупность которых образует сигнал сообщения.

б) Признаки посылок

Все признаки посылок могут быть разделены на три основные группы: 1) признаки интенсивности; 2) временные признаки; 3) частотные признаки.

К признакам интенсивности относятся: а) полярность (направление) и б) амплитуда посылок.

Полярность или направление посылок характеризуются направлением тока в цепи или полярностью напряжения на зажимах. На рис. 2-1 приведены примеры графиков изменения во времени напряжения (тока) посылок различных полярностей.

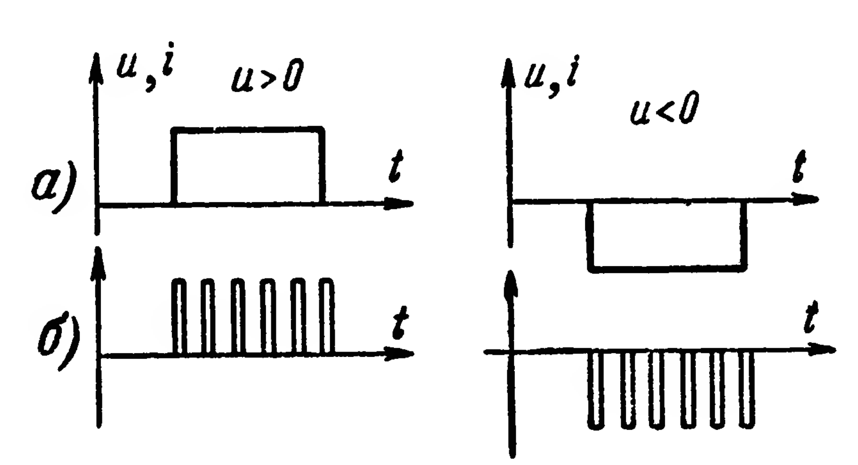


Рис. 2-1. Примеры посылок сигналов с различными полярностями.

Для случая, показанного на рис. 2-1,*а*, посылка представляет собой один импульс напряжения (тока), а для случая на рис. 2-1,*б* — периодическую последовательность однополярных импульсов.

Амплитуда посылок характеризуется максимальным значением напряжения, тока или мощности импульсов. На рис. 2-2 показаны примеры посылок с различными амплитудами A_1 и $A_2 > A_1$.

Для случая, показанного на рис. 2-2,*а*, посылка представляет собой один однополярный импульс напряжения (тока), на рис. 2-2,*б* — синусоидально изменяющееся напряжение (ток), а на рис. 2-2,*в*—периодическую последовательность однополярных импульсов.

Временными признаками посылок являются: а) длительность, б) фаза и в) временное положение посылок.

Длительность посылки характеризуется промежутком времени, протекающим от начала ее до окончания. На рис. 2-3 показаны примеры посылок различных длительностей: t_1 и $t_2 > t_1$.

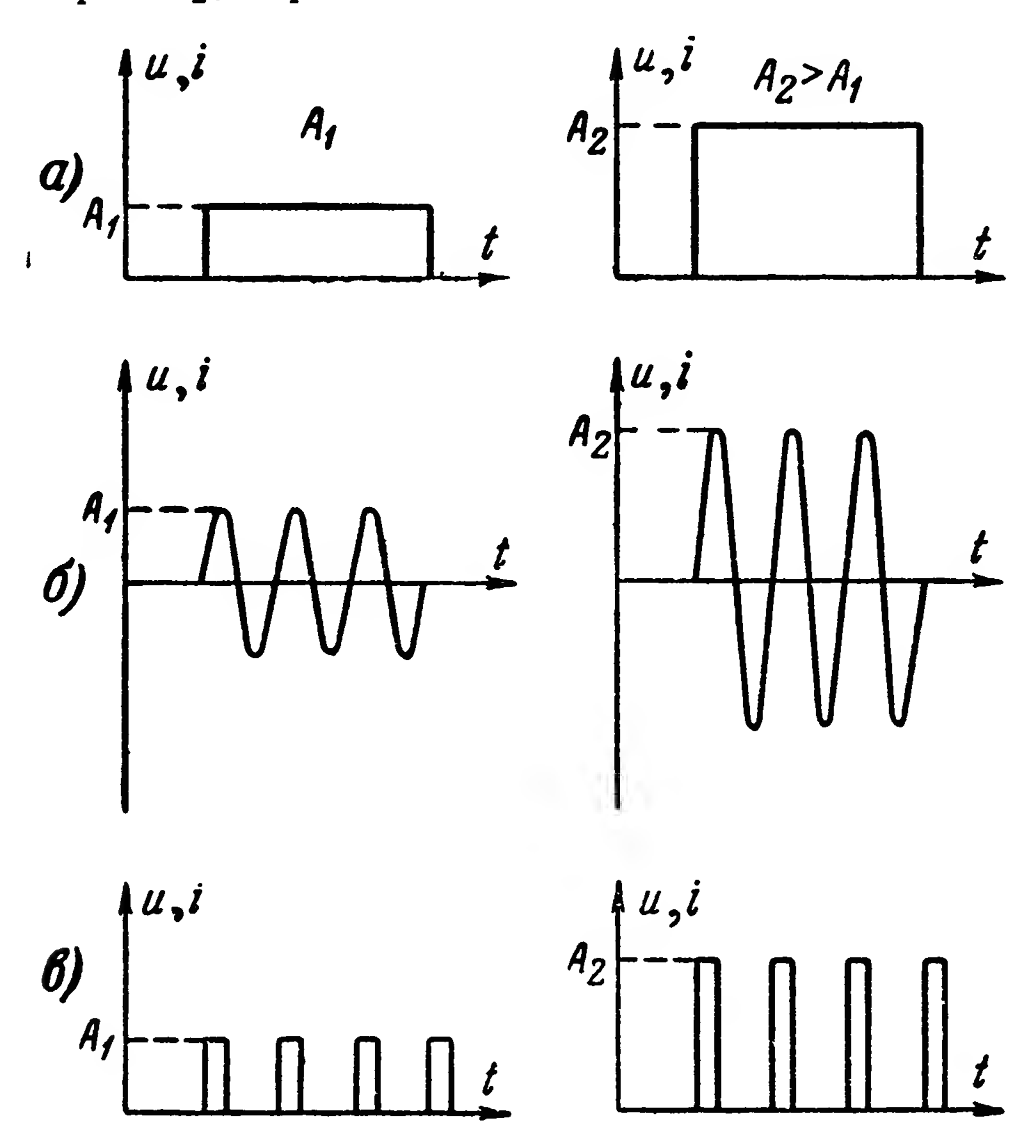


Рис. 2-2. Примеры посылок сигналов с различными амплитудами.

Фаза посылки является признаком, характеризующим синусоидальные колебания или периодическую последовательность однополярных импульсов.

Фаза посылки может быть измерена лишь по отношению к некоторому опорному периодическому процессу, позволяющему фиксировать начало отсчета времени.

Фаза синусоидальных колебаний сигнала $u_с$ определяется обычно по отношению к опорному синусоидальному колебанию $u_{оп}$ и измеряется в угловых единицах φ или долях периода (рис. 2-4,*а*).

Фаза периодической последовательности однополярных импульсов определяется обычно по отношению к аналогичному опорному периодическому процессу, фиксирующему на оси времени так на-

зываемые тактовые точки p (рис. 2-4,*б*). В этом случае фаза измеряется или в единицах времени Δt, указывающего смещение импульсов сигнала относительно тактовых то-

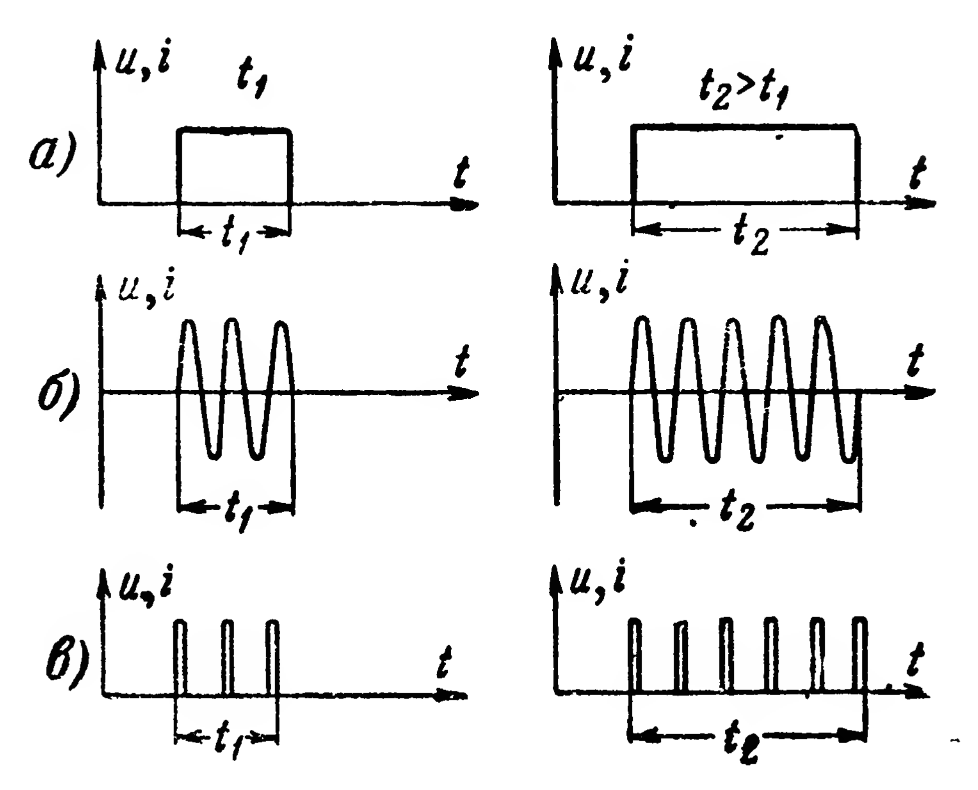


Рис. 2-3. Примеры посылок сигналов с различными длительностями.

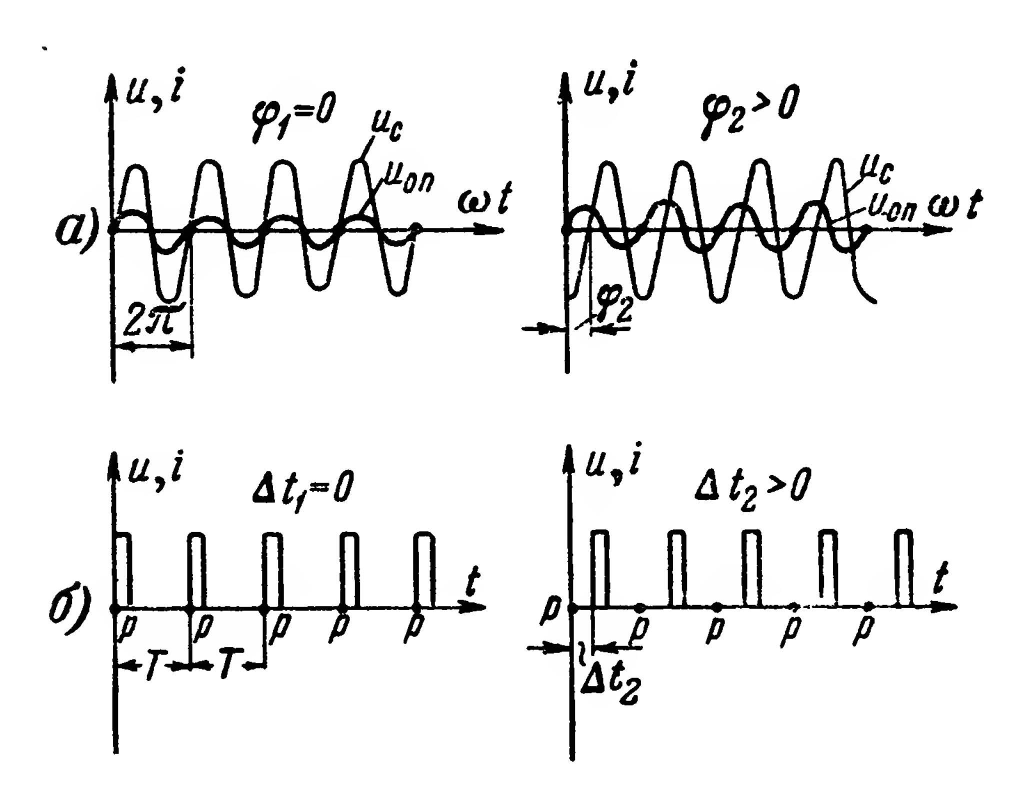


Рис. 2-4. Примеры посылок сигналов с различными фазами.

чек (рис. 2-4,*б*), или в долях периода $\frac{\Delta t}{T}$, или в угловых единицах $\varphi = 2\pi \frac{\Delta t}{T}$.

Так как измерение фазы посылок требует наличия опорных периодических колебаний, то эти колебания либо должны создаваться аппаратурой декодирующего устройства, либо каким-то образом передаваться на расстояние

по каналу связи от кодирующего устройства к декодирующему.

При создании опорных колебаний аппаратурой декодирующего устройства возникает задача стабилизации фазы этих колебаний. Так как любой генератор импульсов обладает определенной нестабильностью, то в этом случае, как правило, необходимо передавать по каналу связи специальные сигналы синхронизации генератора опорных колебаний.

Приведенное выше определение фазы посылки, строго говоря, следует отнести к начальной фазе. Как известно, если, например, напряжение u изменяется по синусоидальному закону с угловой частотой ω и имеет амплитуду U_m и начальную фазу φ, то математическое выражение для такого напряжения будет

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi),$$

Фазой колебаний ψ в точном смысле называется аргумент синусоидальной функции, величина которого определяет мгновенное значение колебаний, т. е. $\psi = \omega t + \varphi$, и, следовательно,

$$u = U_m \sin \psi.$$

Как видно, фаза колебаний непременно изменяется со временем.

В дальнейшем, как это обычно принято, под термином «фаза колебаний» или «фаза посылки» мы будем понимать лишь начальную фазу, подразумевая, что слово «начальная» для краткости опускается.

Временно́е положение посылки характеризуется промежутком времени от некоторого момента (начало отсчета) до начала или окончания посылки или до другого характерного момента посылки. На рис. 2-5 приведены примеры посылок с различными временны́ми положениями θ_1 и $\theta_2 > \theta_1$. Как видно из определения, для измерения временно́го положения посылки необходима фиксация начала отсчета времени. Это может быть произведено либо путем передачи по каналу связи специального, так называемого маркерного сигнала, либо с помощью аппаратуры декодирующего устройства. В последнем случае обычно отметка начала отсчета 0 на оси времени производится периодически с некоторой тактовой частотой, а для стабилизации этой частоты по каналу связи передаются специальные синхронизирующие сигналы.

При периодической отметке начала отсчета 0 на оси времени временно́е положение посылки может измеряться в долях периода или угловых единицах $2\pi\frac{\theta}{T}$, где T — период повторения отметки 0 (тактовый период). Временно́е положение посылки в этом случае иногда называют фазовым положением или просто фазой.

Частотные признаки, как и фазовые, характеризуют синусоидальные колебания или периодическую последовательность однополярных импульсов.

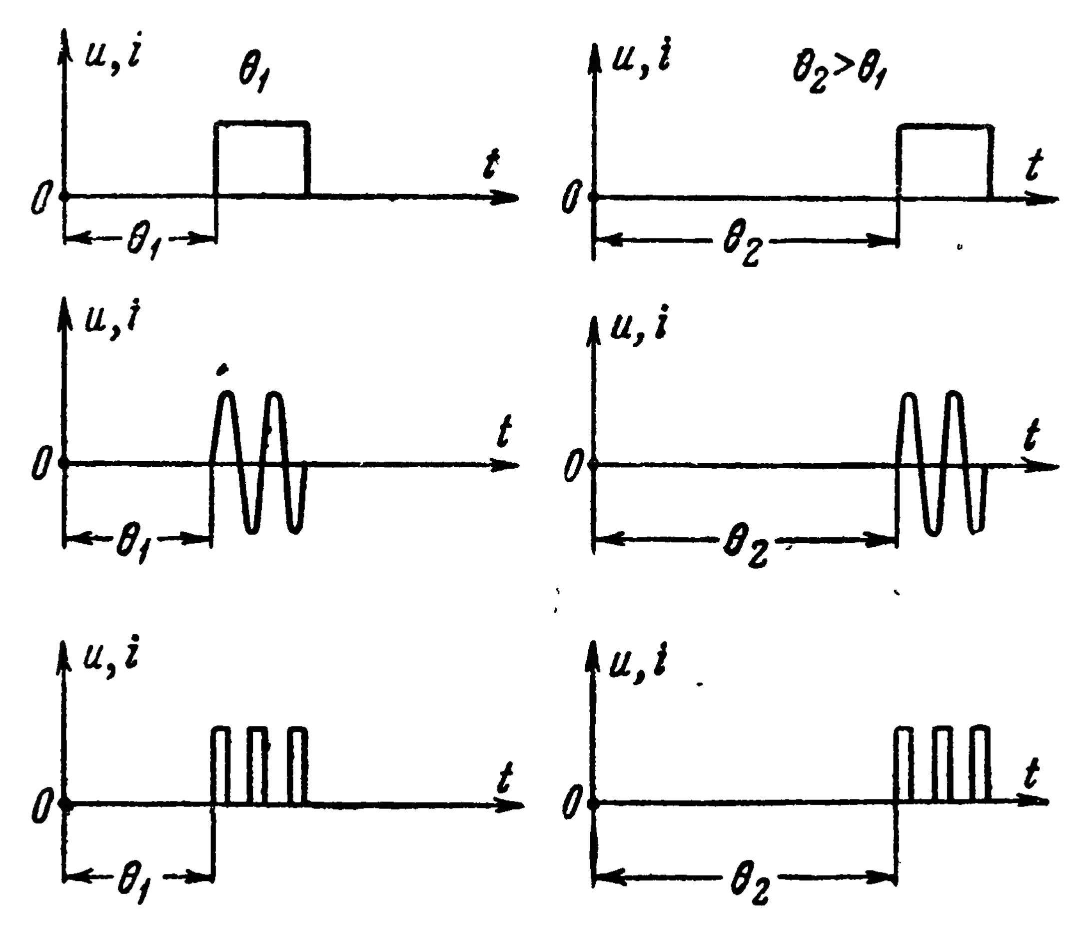


Рис. 2-5. Примеры посылок сигналов с различными временны́ми положениями.

Частотными признаками являются: а) частота синусоидальных колебаний посылки; б) частота следования однополярных импульсов в посылке.

На рис. 2-6 показаны примеры посылок с различными частотами F_1 и $F_2 > F_1$.

Из указанных основных признаков посылок могут образовываться комбинированные признаки: время-частотные, амплитудно-временны́е и др.

Время-частотным признаком, часто используемым на практике, является число импульсов посылки ($n_{пос}$), которое равно

$$n_{пос} \approx F t_{пос} + 1,$$

где F — частота посылки;

$t_{пос}$ — длительность посылки.

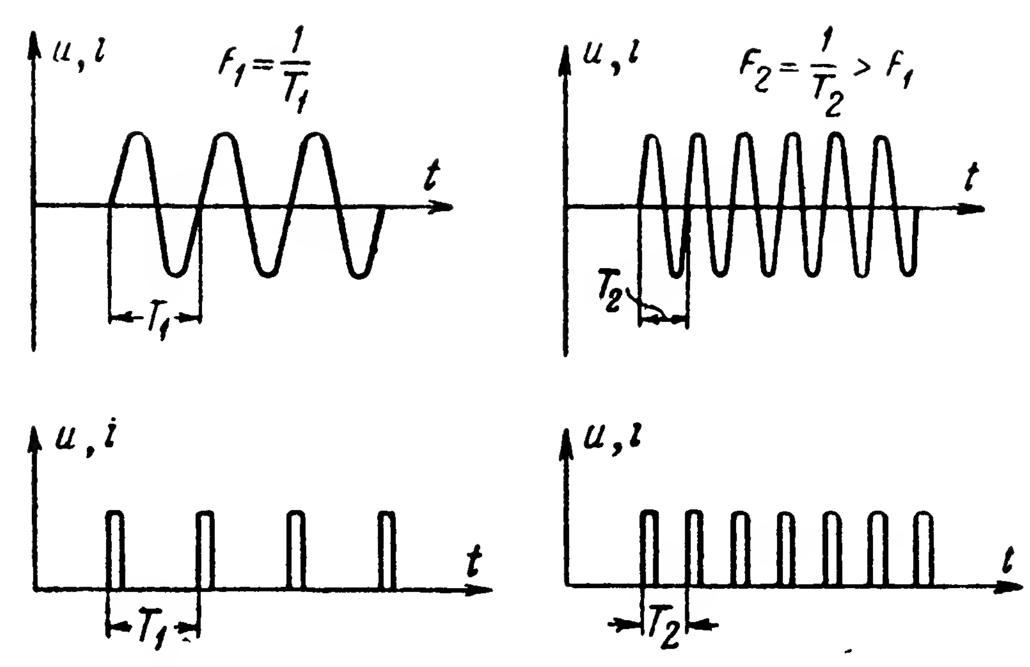


Рис. 2-6. Примеры посылок сигналов с различными частотами.

Амплитудно-временны́м признаком может быть форма посылок, например характер изменения напряжения во времени.

в) Способы разделения посылок

При поочередной передаче посылок по одной цепи признаками, разделяющими одну посылку в сигнале сообщения от другой, обычно являются: а) полярность; б) амплитуда; в) фаза; г) временно́е положение и д) частота.

В соответствии с видом используемого признака различают полярное, амплитудное, фазовое, временно́е и частотное разделение посылок. Указанные способы разделения посылок сигнала сообщения иллюстрируются рис. 2-7—2-11.

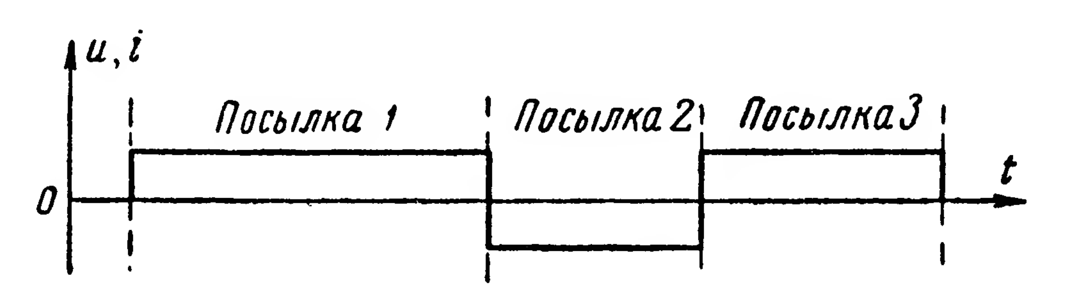


Рис. 2-7. Пример сигнала с полярным разделением посылок.

При полярном разделении (рис. 2-7) каждая посылка представляет собой импульс постоянного напряжения (тока); полярности смежных посылок чередуются.

При амплитудном разделении (рис. 2-8) чаще всего одна из смежных поочередно передаваемых посылок имеет амплитуду импульсов, равную нулю, а другая — конечное значение амплитуды.

В дальнейшем посылки, у которых амплитуда импульсов имеет конечное значение, будут называться **т о к о в ы м и**, а посылки, у которых амплитуда импульсов равна нулю, — **б е с т о к о в ы м и**.

При **ф а з о в о м р а з д е л е н и и** каждая посылка может представлять собой синусоидально изменяющееся

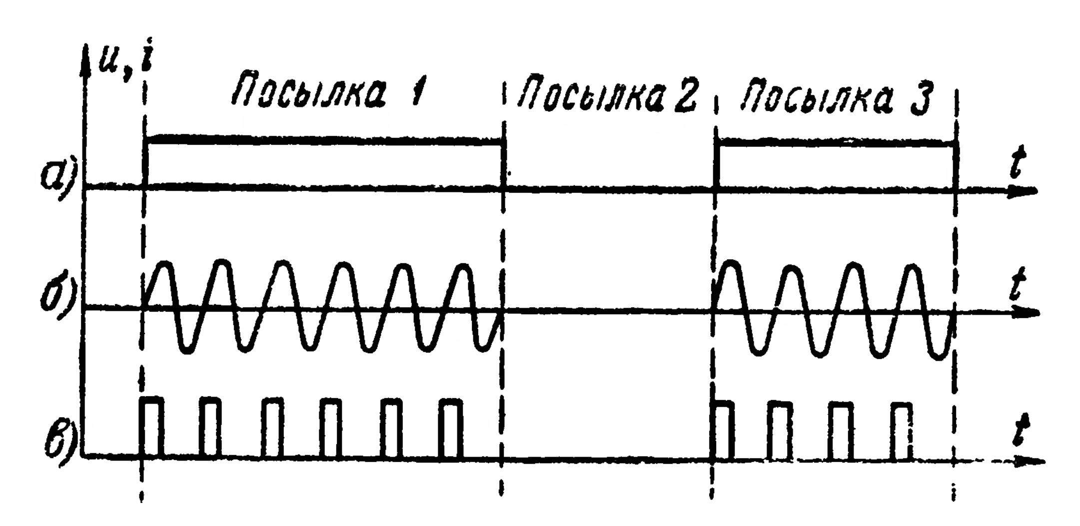


Рис. 2-8. Пример сигнала с амплитудным разделением посылок.

напряжение или ток (рис. 2-9,*а*) или периодическую последовательность однополярных импульсов (рис. 2-9,*б*). В первом случае фазы напряжения (тока) смежных посылок различаются на π. Во втором случае, если в данной посылке, например, начала импульсов совпадают с тактовыми точками (*p*) на оси времени, то в посылках, смежных с ней, они смещены относительно тактовых точек на половину тактового периода *T*.

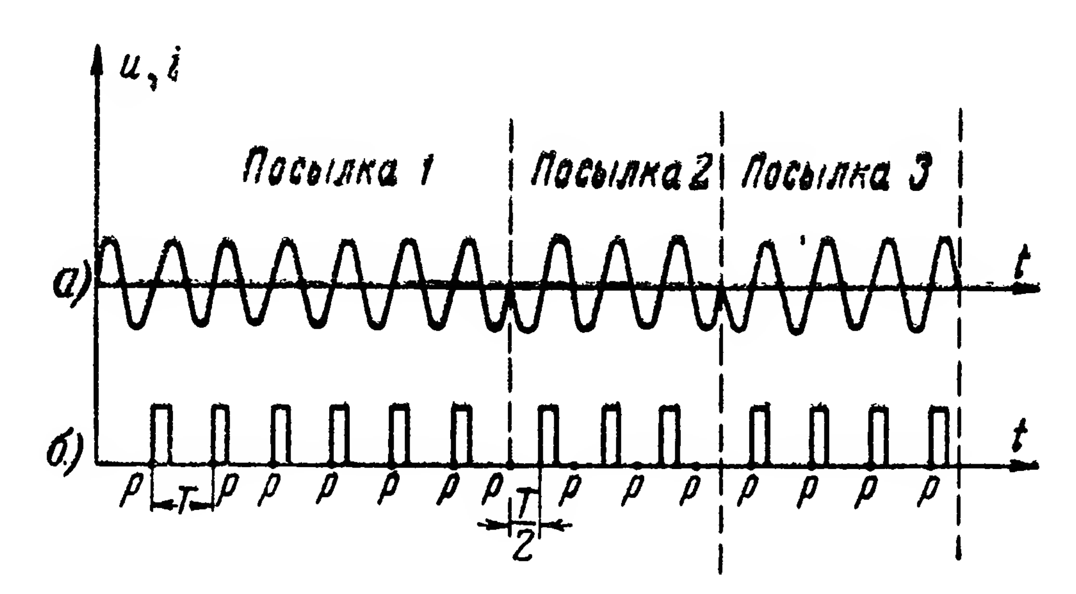


Рис. 2-9. Пример сигнала с фазовым разделением посылок.

При **в р е м е н н о́ м р а з д е л е н и и** (рис. 2-10) временно́е положение каждой последующей посылки отличается от временно́го положения каждой предыдущей на определенную величину, например t_1.

При **частотном разделении** смежные посылки отличаются либо частотой (F_1 и F_2) синусоидального напряжения или тока (рис. 2-11,*а*), либо частотой следования однополярных импульсов (рис. 2-11,*б*).

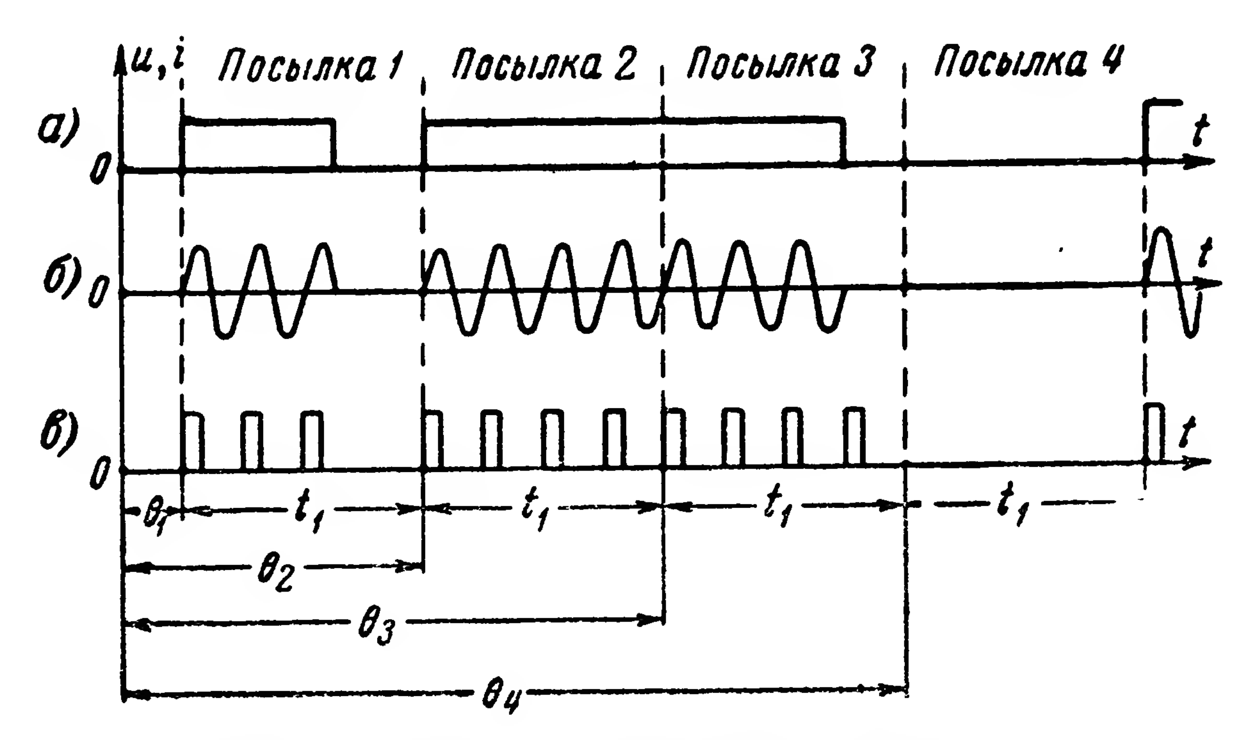


Рис. 2-10. Пример сигнала с временным разделением посылок.

В некоторых системах телеуправления и телеконтроля посылки сигнала сообщения передаются не поочередно по одному каналу связи, а одновременно по разным (нескольким) каналам связи. В таком случае различные по-

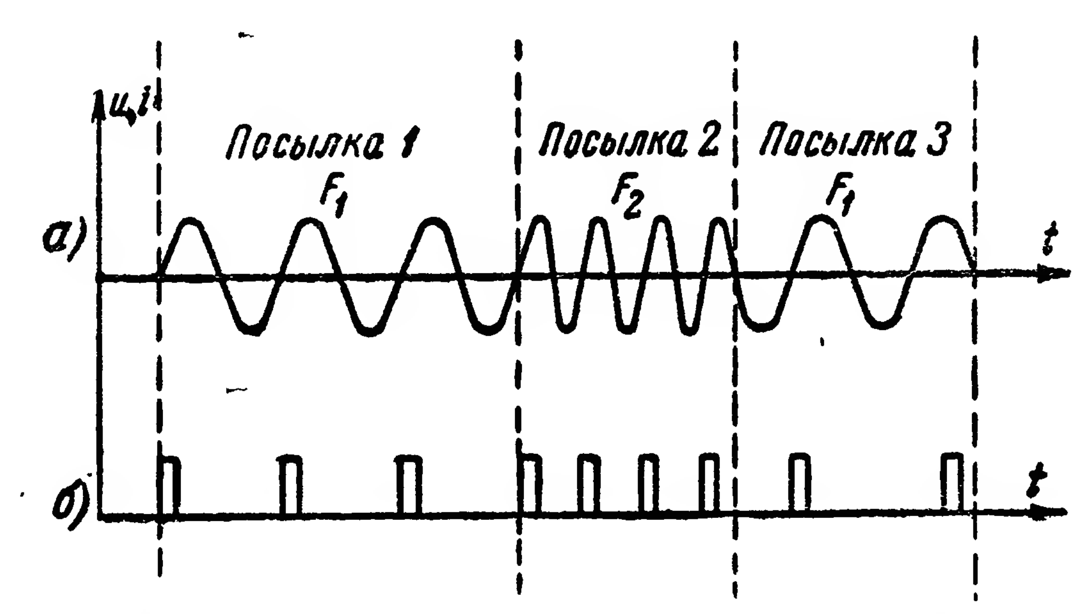


Рис. 2-11. Пример сигнала с частотным разделением посылок.

сылки отделены друг от друга тем, что они проходят по физически раздельным входным и выходным цепям каналов связи. Такое разделение посылок мы будем называть **простым**, в том смысле, что оно достигается не за счет использования тех или иных признаков посылок, а лишь за счет передачи их по различным цепям.

г) Кодовые признаки посылок

Для образования различных сигналов, обеспечивающих передачу различных сообщений, посылкам сигнала придаются те или иные характерные признаки. Эти признаки мы будем называть **кодовыми**.

Кодовыми признаками посылок обычно являются: а) полярность; б) амплитуда; в) длительность; г) фаза; д) временно́е положение; е) частота и ж) число импульсов.

Число импульсов как кодовый признак может использоваться, если посылка представляет собой некоторую последовательность однополярных импульсов или синусоидально изменяющееся напряжение (ток). В последнем случае число импульсов отсчитывается обычно как число положительных или отрицательных полупериодов.

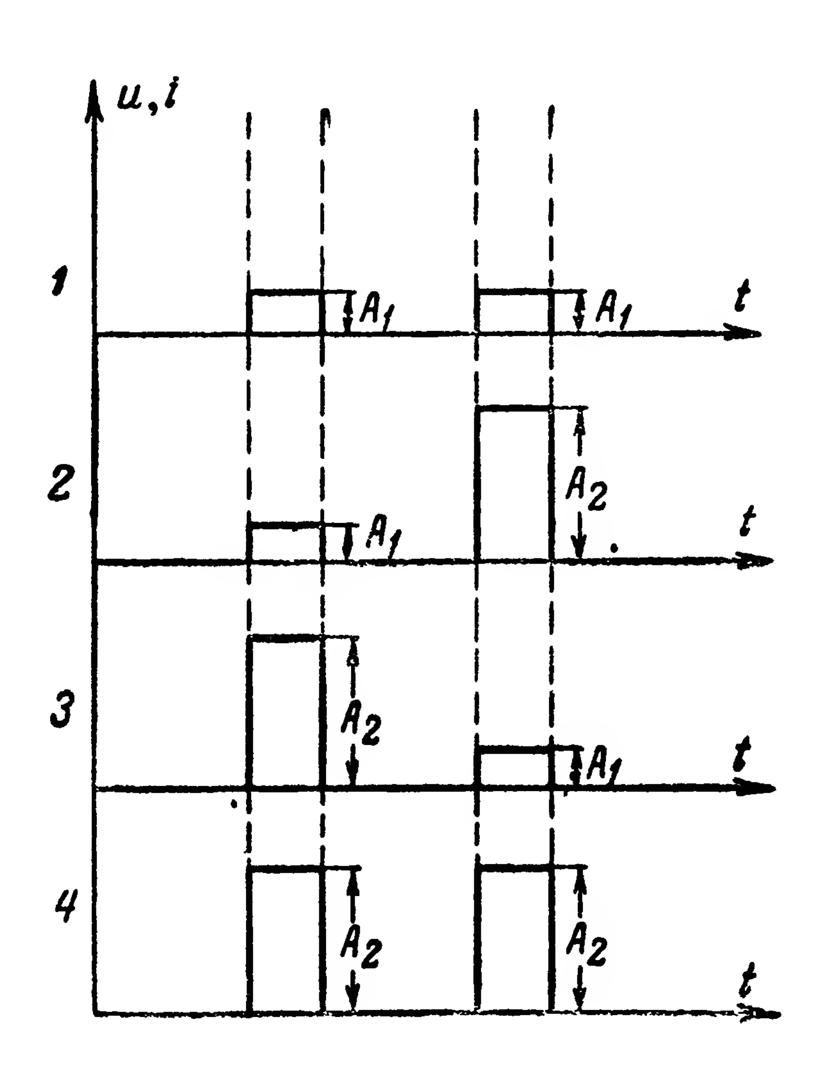


Рис. 2-12. Примеры сигналов, у которых амплитуда посылок используется для их разделения и является одновременно кодовым признаком.

Характерной особенностью кодовых признаков посылок является то, что значения их изменяются при передаче различных сообщений. Это означает, что при передаче всех возможных сообщений значение кодового признака каждой посылки изменится хотя бы 1 раз.

При амплитудном и частотном разделении посылок те же признаки, т. е. амплитуда и частота, могут использоваться как кодовые.

На рис. 2-12 приведены примеры сигналов четырех различных сообщений, у которых амплитуда используется как для разделения посылок, так и в качестве кодового признака. Токовые посылки 2-го и 3-го сигналов имеют два различных значения амплитуды: A_1 и A_2, в то время как при использовании амплитуды лишь для разделения посылок все токовые посылки имеют одинаковую амплитуду.

Как видно из рис. 2-12, вследствие изменения кодового признака (амплитуды токовых посылок) сигналы всех четырех сообщений отличаются друг от друга. Аналогичные сигналы могут быть получены путем изменения амплитуды токовых посылок синусоидальных колебаний (рис. 2-8,*б*) или амплитуды периодической последовательности однополярных импульсов (рис. 2-8,*в*).

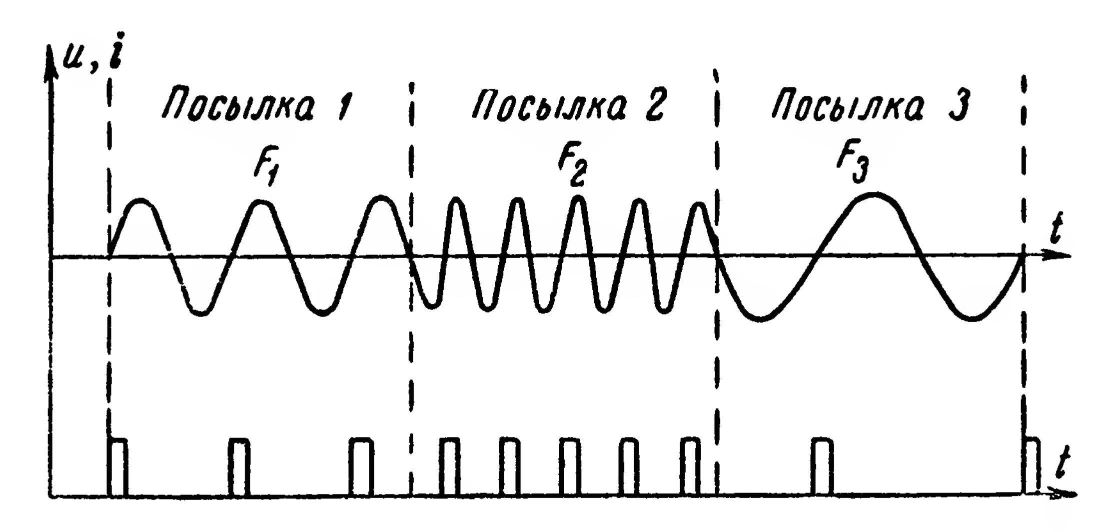


Рис. 2-13. Примеры сигналов, у которых частота посылок используется для разделения их и является одновременно кодовым признаком.

На рис. 2-13 приведены примеры сигналов сообщений, у которых как для разделения, так и в качестве кодового признака используется частота посылок. В этом случае частота посылок сигнала может принимать несколько раз-

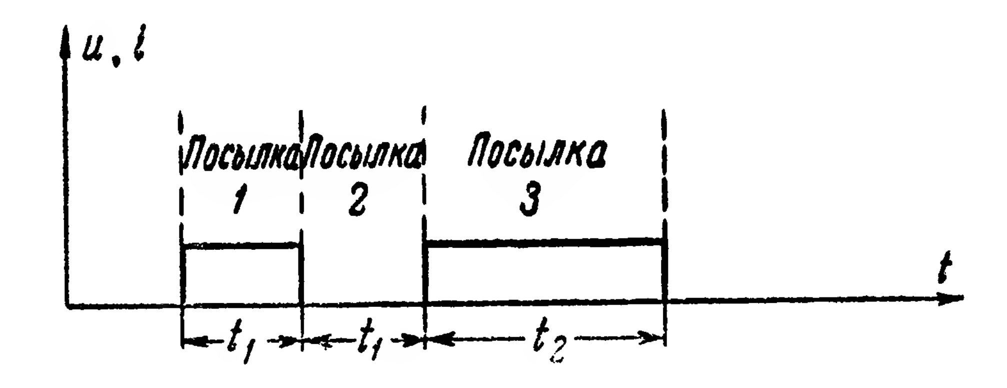


Рис. 2-14. Пример сигнала с амплитудным разделением посылок и кодовым признаком — длительность токовых посылок.

личных значений: F_1, F_2 и F_3; при использовании же частоты лишь для разделения посылок она принимает поочередно два различных значения: F_1 и F_2 (рис. 2-11).

Очень часто для разделения посылок и придания им кодовых отличий используются различные признаки. Примеры соответствующих сигналов сообщений приведены на рис. 2-14—2-16.

В случаях, показанных на рис. 2-14 и 2-15, используется амплитудное разделение посылок, а кодовыми призна-

ками являются: для сигнала, показанного на рис. 2-14, — длительность токовых посылок *1* и *3*, а для сигнала, показанного на рис. 2-15,—частота токовых посылок *1* и *3*.

Если кодовые признаки могут принимать лишь два различных значения: t_1 и t_2 в случае, показанном на рис. 2-14, а также F_1 и F_2—рис. 2-15, то, изменяя значения кодовых

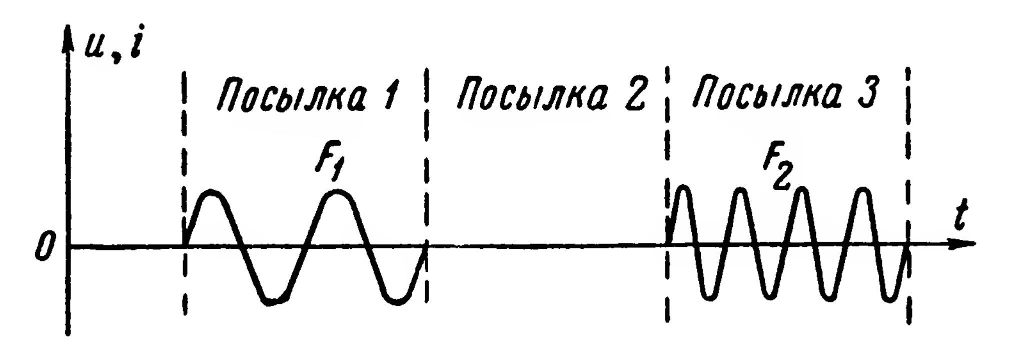


Рис. 2-15. Пример сигнала с амплитудным разделением посылок и кодовым признаком — частота токовых посылок.

признаков токовых посылок, можно построить четыре различных сигнала сообщений, аналогичных приведенным на рис. 2-12.

С увеличением числа посылок в сигнале или числа различных значений кодового признака увеличивается также

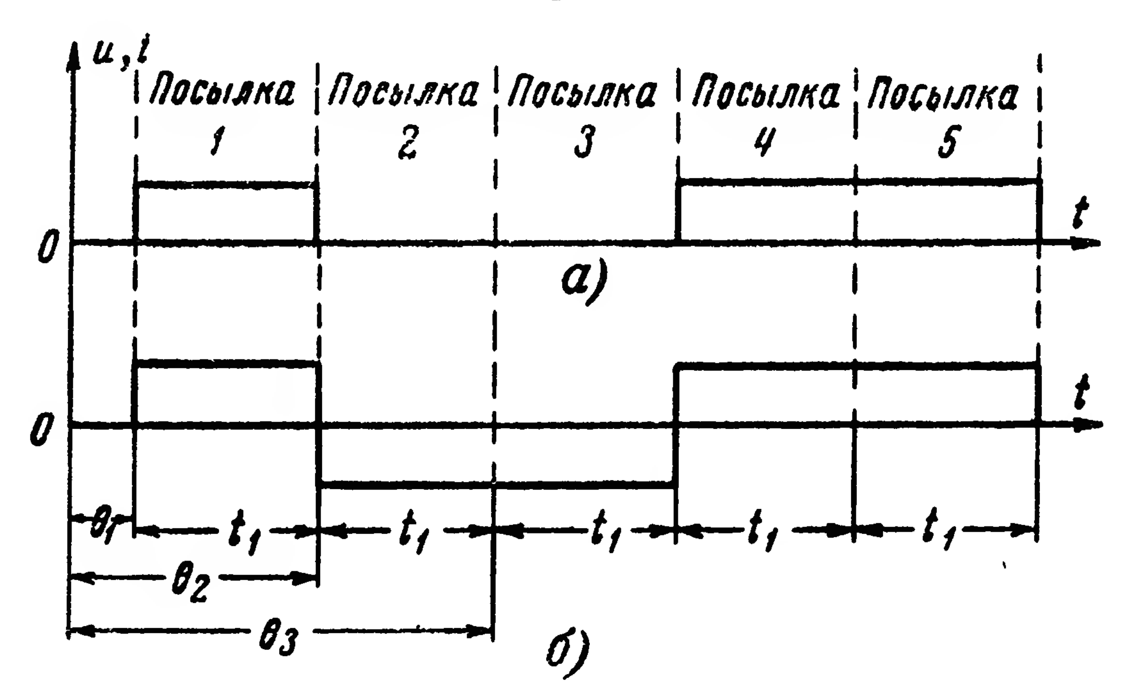


Рис. 2-16. Примеры сигналов с временным разделением посылок и кодовыми признаками:
а — амплитуда; *б* — полярность.

возможное число различных сигналов, которые могут быть образованы из этих посылок.

В сигнале сообщения, показанном на рис. 2-16, используется временное разделение посылок. Кодовым признаком этих посылок являются: в случае, показанном на рис. 2-16,*а*, — амплитуда, которая может принимать два различных значения — нулевое и конечное, а в случае,

показанном на рис. 2-16,*б*,—полярность. Нетрудно показать (см. § 2-3,*е*), что, изменяя значения кодовых признаков в сигналах, приведенных на рис. 2-16, можно образовать $2^5=32$ различных сигналов сообщений. Посылки сигнала сообщения, обладающие кодовыми признаками, в дальнейшем будем называть активными; такими посылками, например, являются токовые посылки сигналов, приведенных на рис. 2-12, 2-14 и 2-15. Бестоковые посылки (паузы) в этих сигналах кодовыми признаками не обладают; наличие этих посылок связано с использованием амплитудного разделения посылок. Такие посылки могут быть названы разделяющими. Бестоковые посылки также могут быть активными; кодовым признаком их в таком случае является длительность.

д) Защитные признаки посылок

Для защиты систем телеуправления и телеконтроля от некоторых видов помех посылкам сигнала сообщения в ряде случаев придаются дополнительные признаки, которые мы будем называть защитными. В качестве защитных могут использоваться такие же признаки, как и кодовые. Характерным отличием защитных признаков посылок от кодовых является то, что первые в данной системе могут сохранять свое значение для различных сигналов сообщения.

На рис. 2-17 приведены примеры сигналов трех различных сообщений. Каждый сигнал состоит из пяти посылок; разделение посылок — амплитудное. Кодовым признаком является длительность токовых посылок. Сигналы различных сообщений отличаются друг от друга порядком следования токовых посылок различной длительности. Так, в частности, в сигнале сообщения *I* удлинена третья токовая посылка, в сигнале *II* — вторая, а в сигнале *III* — первая.

Защитным признаком токовых посылок является их частота; последняя для всех токовых посылок сигналов всех сообщений имеет неизменное значение F_1.

В качестве защитного признака бестоковых посылок *2* и *4* в данном примере может использоваться длительность этих посылок, которая для сигналов всех сообщений также остается неизменной.

Установка определенных значений защитных признаков производится кодирующим устройством.

Декодирующее устройство контролирует защитные при-

знаки посылок, и в случае, если их значения отличаются от требуемых на недопустимую величину, сигналы не воспринимаются. Это позволяет защитить системы телеуправления и телеконтроля от помех, сигналы которых подобны сигналам сообщения.

Следует иметь в виду, что помехозащищенность и надежность работы систем телеуправления и телеконтроля определяются не только выбором защитных признаков посылок и точностью их контроля, но также выбором кодовых признаков посылок, точностью их контроля, способом разделения посылок и рядом других обстоятельств.

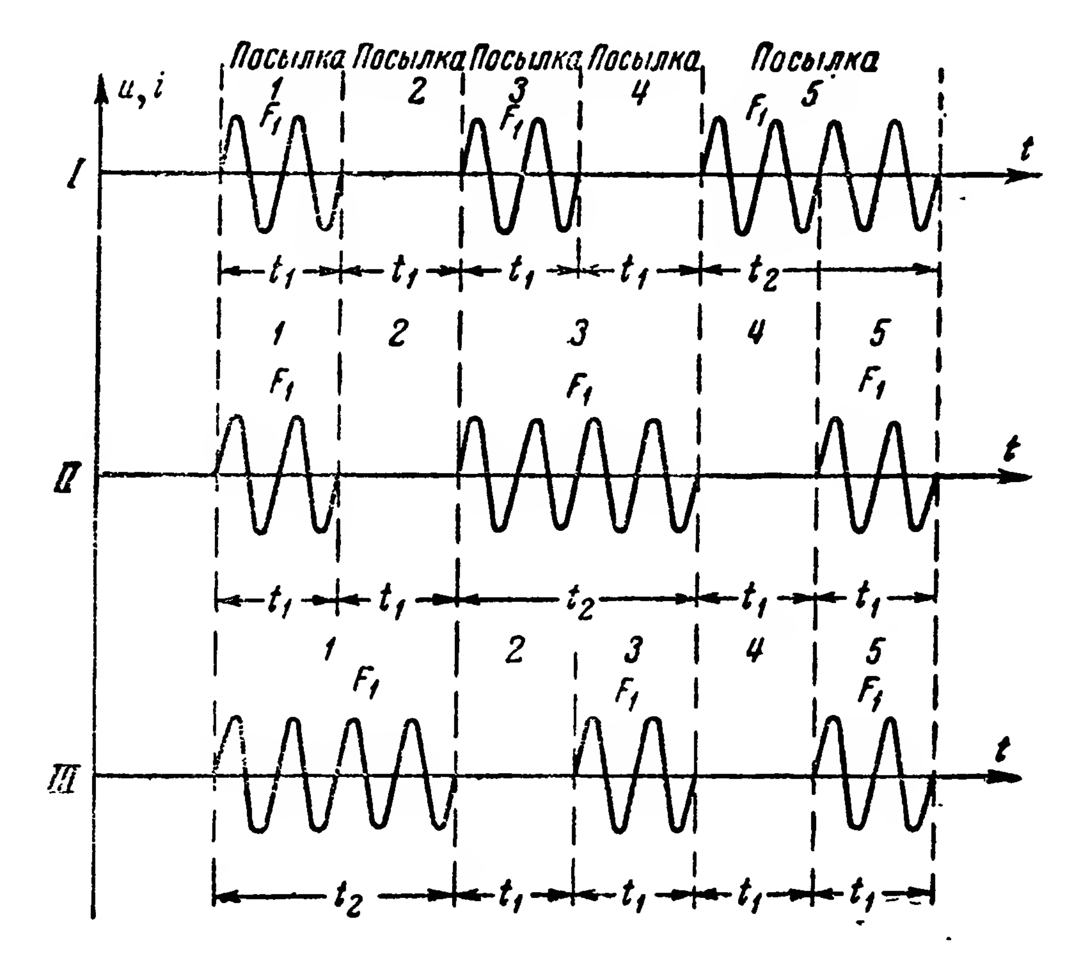


Рис. 2-17. Примеры сигналов с амплитудным разделением посылок; кодовый признак — длительность токовых посылок, защитный признак — частота токовых посылок.

Разделение сигнала сообщения на дискретные посылки возможно не только в системах дискретного телеуправления и телеконтроля. В ряде случаев такое разделение используется и в системах непрерывного телеуправления и телеконтроля, однако в последних часто используются также сигналы, которые не делятся на дискретные посылки. Такие сигналы сообщения получаются, например, путем модуляции одного из признаков синусоидальных колебаний или периодической последовательности импульсов по закону, описываемому непрерывной функциональной зависимости от времени.

2-2. Структура сигнала сообщения

а) Характеристики структуры сигналов сообщений систем дискретного телеуправления и телеконтроля

Наиболее эффективное использование каналов связи для передачи различных сообщений и необходимая помехозащищенность систем телеуправления и телеконтроля достигаются прежде всего путем выбора рациональных структур сигналов сообщений или в терминах, применяемых в электронно-вычислительной технике, способов представления сообщений (информации).

Структура сигналов сообщения характеризуется: 1) кодом или законом модуляции; 2) основными признаками сигнала или видом его модуляции.

б) Код сигнала сообщения

Код сигнала сообщения характеризуется принципом (математическим законом) построения различных сигналов, обеспечивающим передачу необходимого числа различных сообщений при данном числе каналов связи.

В системах дискретного телеуправления и телеконтроля обычно сигнал сообщения разделяется на дискретные посылки, кодовые признаки которых могут принимать различные дискретные (рабочие) значения. Код таких сигналов характеризуется:

1) числом активных посылок;
2) числом кодовых признаков;
3) числом рабочих значений каждого кодового признака;
4) порядком изменения рабочих значений кодовых признаков активных посылок при передаче разных сообщений.

Под рабочими значениями кодового признака посылки мы будем понимать такие различные значения его, на которые по-разному реагирует декодирующее устройство. Например, при разных рабочих значениях кодового признака некоторой посылки декодирующее устройство производит замыкание различных электрических цепей.

При описании кода сигнала сообщения нас не интересует физическая реализация этого сигнала, т. е. амплитуда, частота, фаза, длительность, способ разделения, вид кодовых и защитных признаков посылок. Все характеристики кода описываются простыми числами, и потому код сигнала сообщения также может быть выражен математически.

Например, для сигналов сообщений, приведенных на рис. 2-12, число активных посылок $n_а=2$ (токовые посылки); кодовым признаком является лишь амплитуда токовых посылок, следовательно число кодовых признаков равно единице. Амплитуда токовых посылок может принимать лишь два различных значения: A_1 и A_2; следовательно, число рабочих значений кодового признака $k=2$. Условимся обозначать одно из этих значений кодового признака, например, A_1 цифрой 0, а другое (A_2) — цифрой 1. Тогда сигналы сообщения, приведенные на рис. 2-12, могут быть записаны в виде:

Запись сигнала 1-го сообщения	0 0
„ „ 2-го „	0 1
„ „ 3-го „	1 0
„ „ 4-го „	1 1

Такая запись сигналов в совокупности дает достаточно полное описание кода. Рассматривая эту запись, нетрудно убедиться, что она соответствует записи простых чисел в двоичной системе счисления.

в) Понятие о системах счисления

В обычной практике мы пользуемся десятичной системой счисления. В этой системе имеется десять различных цифр (от 0 до 9). С помощью единичных цифр можно записать десять различных чисел от 0 до 9. Для записи бо́льших чисел используется несколько цифр, которые располагаются в определенном порядке. Так, например, при записи целого числа первая цифра справа указывает число единиц (разряд единиц), вторая — число десятков (разряд десятков) и т. д. В общем виде целое число, записанное в десятичной системе, равно

$$\ldots dcba = a\cdot 10^0 + b\cdot 10^1 + c\cdot 10^2 + d\cdot 10^3 + \ldots \quad (2\text{-}1)$$

Например: $263 = 3\cdot 10^0 + 6\cdot 10^1 + 2\cdot 10^2$.

В данном случае 10 представляет основание системы и означает число «десять».

Такая система записи (система счисления) не является единственно возможной. В качестве основания системы счисления может быть взято любое число. Так например, если в качестве основания взять число «три», то такая система — троичная — будет иметь лишь три различные цифры: 0, 1 и 2; число «три» в этой системе будет уже двухзначным и запишется в виде 10.

Используя выражение (2-1), мы и в этом случае можем записать любое целое число. Разница будет лишь в том, что цифра каждого следующего разряда (стоящая левее) будет обозначать число, в 3 раза (а не в десять) большее, чем такая же цифра меньшего разряда.

Так, например, число «пятнадцать» в троичной системе запишется в виде 120, так как $120=0\cdot10^0+2\cdot10^1+1\cdot10^2$, а цифра 10 в этой системе означает число «три». В десятичной системе правая часть последнего равенства может быть записана в виде $0\cdot3^0+2\cdot3^1+1\cdot3^2=15$.

Одинаковые числа, записанные в десятичной и троичной системах счисления, выглядят следующим образом:

Десятичная система	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Троичная система	0	1	2	10	11	12	20	21	22	100	101	102	110	111	112	120	121

В двоичной системе счисления имеются лишь две цифры: 0 и 1. Число 2 (основание системы) записывается в виде 10. Любое целое число может быть записано согласно формуле (2-1).

Ниже приводится запись одинаковых чисел в десятичной и двоичной системах счисления.

Десятичная система	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Двоичная система	0	1	10	11	100	101	110	111	1 000

Десятичная система	9	10	11	12	13	14	15	16
Двоичная система	1 001	1 010	1 011	1 100	1 101	1 110	1 111	10 000

Код сигналов сообщений, который может быть записан двоичным числом, называется двоичным. Таким является рассмотренный выше код сигналов, изображенных на рис. 2-12. Несмотря на отличие в кодовых признаках, двоичный код могут иметь также сигналы, изображенные на рис. 2-14, 2-15 и 2-17.

Обозначая для сигналов на рис. 2-17 одно значение кодового признака t_1 цифрой 0, а другое значение t_2 — цифрой 1, можно код этих сигналов записать в виде:

Запись сигнала сообщения	I . . .	001
„ „ „	II . . .	010
„ „ „	III . . .	100

Данные три двоичных числа составляют лишь часть чисел, которые можно записать при наличии трех разрядов.

Из таблицы, приведенной выше, легко видеть, что три разряда двоичных чисел позволяют записать восемь различных цифр (от 0 до 7).

Это означает, что в данной системе телеуправления или телеконтроля используются не все сигналы, которые можно получить при наличии трех посылок с двумя рабочими значениями кодового признака. Такое недоиспользование возможных сигналов часто применяется на практике из соображений упрощения кодирующих и декодирующих устройств, повышения надежности работы системы и пр.

Нетрудно убедиться в том, что если активные посылки сигнала сообщения имеют один кодовый признак и если этот признак имеет лишь два рабочих значения, то код всегда будет двоичным.

Если кодовый признак посылки может иметь k рабочих значений, то, обозначая эти значения цифрами 0, 1, 2, ..., k, можно записать код всех сигналов, образуемых такими посылками, в виде чисел в системе счисления с основанием k. Такие коды называются кодами с основанием k.

Из изложенного следует, что если активные посылки сигнала имеют один кодовый признак, то основание кода равно числу рабочих значений этого признака.

В дальнейшем цифры, с помощью которых записывается код сигналов сообщений, мы будем называть элементами кода. Количество разрядов, используемых при математической записи кода, определяет число его элементов.

Нетрудно убедиться в том, что увеличение числа активных посылок в сигнале приводит к увеличению числа элементов кода и не меняет его основания.

На рис. 2-18 изображен пример построения различных сигналов сообщений из одной активной посылки, имеющей два кодовых признака — амплитуду и длительность. Легко видеть, что если каждый из этих признаков имеет два различных значения, то всего может быть образовано четыре разных сигнала.

Условимся значение амплитуды обозначать цифрой в разряде единиц, а значение длительности — цифрой в разряде двоек. Код этих сигналов может быть записан в виде:

Запись сигнала	1-го	сообщения	. . .	00
» »	2-го	»	. . .	01
» »	3-го	»	. . .	10
» »	4-го	»	. . .	11

Аналогичную картину получим и в случае, если сигнал сообщения содержит несколько активных посылок. Таким образом, код сигнала сообщения характеризуется: 1) основанием; 2) числом элементов.

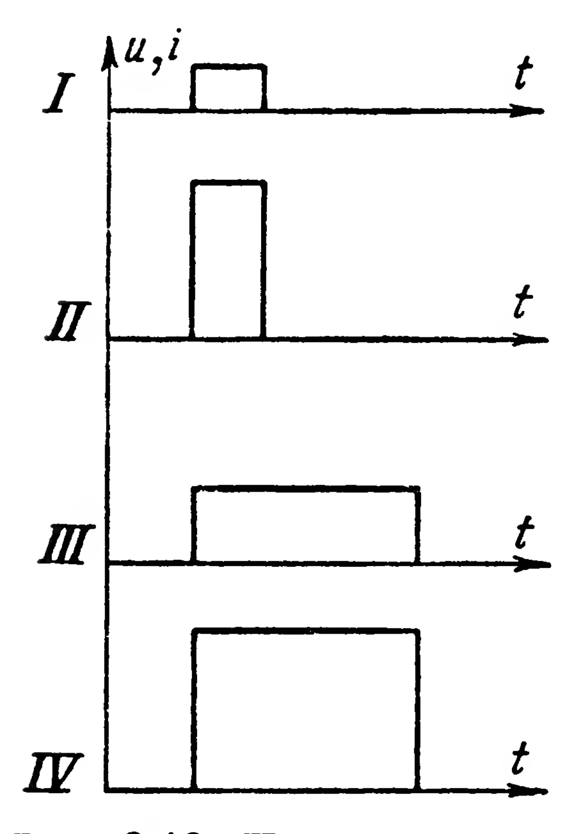


Рис. 2-18. Пример сигналов с двумя кодовыми признаками активной посылки — амплитудой и длительностью.

Если сигнал сообщения имеет n_a активных посылок, каждая из которых имеет ν различных кодовых признаков, и каждый кодовый признак имеет k рабочих значений, то основание кода равно k, а число элементов равно νn_a.

Коды сигналов сообщений в этом случае могут быть записаны νn_a-значными числами в системе счисления с основанием k.

Если числа рабочих значений различных кодовых признаков не одинаковы, а равны для первого признака k_1, для второго k_2 и т. д., то основание кода определяется признаком, имеющим наибольшее число рабочих значений. При записи кодов различных сигналов в этом случае необходимо учитывать, что цифры некоторых разрядов (элементы кода) могут принимать не все возможные значения. Так, например, если сигналы сообщения образуются одной активной посылкой, у которой амплитуда, будучи кодовым признаком, имеет два рабочих значения, а длительность — три, то код различных сигналов сообщений может быть записан в виде:

Запись сигнала	1-го	сообщения	. .	00
» »	2-го	»	. .	01
» »	3-го	»	. .	10
» »	4-го	»	. .	11
» »	5-го	»	. .	20
» »	6-го	»	. .	21

Как видно, в этом случае коды сигналов записываются числами в троичной системе счисления — троичный код. В соответствии с возможностями реального сигнала цифры разряда единиц, характеризующие амплитуду, принимают лишь два значения: 0 и 1, а цифры разряда троек, характеризующие длительность посылок, — три значения: 0, 1 и 2.

Обобщая понятие о коде, можно сказать, что всякий **код** представляет собой некий алфавит (совокупность символов) и правил пользования этим алфавитом. **Кодирование** есть представление (идентификация) сообщений символом или группой символов, выполняемое по определенным правилам (математическим соотношениям)

г) Основные признаки сигнала сообщения

Основные признаки сигнала сообщения указывают на способ физической реализации в сигнале принятого кода, а также на некоторые дополнительные меры, применяемые для обеспечения надежности работы системы телеуправления или телеконтроля.

Основные признаки сигнала сообщения характеризуются:

1) способом разделения посылок;

2) кодовыми признаками посылок (длительность, частота и т. п.);

3) защитными признаками посылок;

4) дополнительными признаками элементов сигнала, обеспечивающими надежную работу системы телеуправления или телеконтроля.

Такими дополнительными признаками могут быть, например, общее число посылок или длительность всего сигнала (при передаче различных сообщений они могут сохраняться неизменными и контролироваться декодирующим устройством), признаки посылок, обеспечивающих синхронную работу распределителей кодирующего и декодирующего устройств, и др.

Для большей наглядности описание структуры сигнала обычно дополняется тем или иным его графическим изображением.

В промышленных системах телеуправления и телеконтроля наибольшее применение имеют сигналы двоичных кодов с использованием одного кодового признака посылок. Такие сигналы позволяют иметь наиболее простые и достаточно надежные кодирующие и декодирующие уст-

ройства. В последнее время, однако, все большее применение находят и коды с более высоким основанием, которые позволяют уменьшить общую длительность сигнала.

д) Характеристики структуры сигналов сообщений систем непрерывного телеуправления и телеконтроля

В системах непрерывного телеуправления и телеконтроля применяется либо передача достаточно большого числа дискретных значений изменяющегося параметра (см. § 1-3,*б*), либо передача непрерывного закона (функции) изменения этого параметра.

В первом случае структуры сигналов сообщений имеют такие же характеристики, как и в системах дискретного телеуправления и телеконтроля. Во втором случае сигнал сообщения формируется путем модуляции одного из его признаков по закону, описываемому непрерывной функциональной зависимостью от времени. Структура такого сигнала может характеризоваться:

1) законом модуляции кодового признака, устанавливающим соответствие между сигналом и передаваемым сообщением, и

2) видом модуляции.

Например, для системы телеконтроля, блок-схема которой приведена на рис. 1-8, индекс модуляции β кодового признака сигнала сообщения (в данном случае частота) может быть связана с величиной a контролируемого параметра линейным соотношением вида

$$\beta = c_1 + c_2 a,$$

где c_1 и c_2 — постоянные коэффициенты.

Модуляция в этой системе — частотная. Очевидно, что при одинаковом законе модуляции кодового признака этот признак и, следовательно, вид модуляции могут быть различными.

Модуляция кодового признака по непрерывному закону может производиться как для сигналов, описываемых непрерывной функцией времени (обычно амплитудная, частотная или фазовая модуляция гармонических колебаний), так и для сигналов, разделяемых на дискретные посылки, например модуляция периодической последовательности однополярных импульсов, т. е. различные виды импульсной модуляции: амплитудная, по длительности импульсов, временная (фазовая), частотная. С этой точки зрения

различают **непрерывные сигналы** — описываются непрерывными функциями времени и **дискретно-непрерывные сигналы** — разделяются на дискретные посылки, кодовый признак которых модулируется по непрерывному закону. Сигналы, состоящие из дискретных посылок, кодовые признаки которых могут принимать лишь различные дискретные значения, называются **дискретными**. Так как нет принципиальной границы между непрерывным и дискретным изменениями кодового признака, то можно сказать, что в дискретных сигналах закон модуляции характеризуется кодом, а вид модуляции — основными признаками этих сигналов.

Из изложенного следует, что структура сигнала сообщения не включает в себя подробное описание всех его параметров, в том или ином звене системы телеуправления или телеконтроля, однако она дает полное представление о принятом способе передачи различных сообщений и частичное представление о мерах обеспечения надежности этой передачи.

2-3. Методы селекции сигналов сообщений

а) Общие понятия и классификация

Селекцией сигналов мы будем называть формирование сигналов различных структур кодирующим и передающим устройствами, а также разделение этих сигналов приемным и декодирующим устройствами с целью обеспечения выбора различных исполнительных цепей при передаче различных сообщений (см. первую задачу систем телеуправления и телеконтроля § 1-1,в).

Выбор данной исполнительной цепи обычно производится путем замыкания или размыкания ее либо путем изменения на определенную величину напряжения, приложенного к этой цепи, или протекающего в ней тока. Последнее может производиться как с помощью контактных органов, так и с помощью различного рода неконтактных устройств (ионных и электронных ламп и др.).

Важнейшим вопросом теории селекции являются разработка и выбор рациональных **методов селекции**, т. е. рациональных способов построения кодов сигналов сообщений, обеспечивающих выбор необходимых исполнительных цепей при передаче различных сообщений.

Применение рациональных методов селекции в современных системах телеуправления и телеконтроля обеспе-

чивает возможность выбора большого числа различных исполнительных цепей при передаче сигналов по одному или весьма малому числу каналов связи. С этой точки зрения методы селекции являются по существу методами эффективного использования каналов связи или, как говорят, методами уплотнения каналов связи.

Изучение методов селекции в известных границах возможно вне зависимости от вида используемых каналов связи. Следует, однако, иметь в виду, что при проектировании конкретной системы телеуправления или телеконтроля выбор того или иного метода селекции в значительной мере определяется видом используемых каналов связи и прежде всего их пропускной способностью и емкостью.

При выборе конкретных значений признаков посылок сигнала сообщения — длительности посылок, частоты и т. п. — и аппаратуры кодирующего и декодирующего устройств необходимо тщательным образом учитывать реальные характеристики используемых каналов связи: прежде всего их частотные характеристики и характер действующих помех.

Тем не менее самостоятельное изучение методов селекции чрезвычайно полезно ввиду общности этих методов и возможности использования одних и тех же методов при различных каналах связи и способах модуляции телесигнала.

В настоящее время в системах телеуправления и телеконтроля используются четыре основных метода селекции: 1) качественный; 2) распределительный; 3) простой комбинационный и 4) комбинационно-распределительный.

Кроме этих основных методов, часто используется их сочетание: групповая и смешанная селекция.

Ниже мы рассмотрим, как строится сигнал сообщения при каждом из этих методов селекции, и их основные характеристики.

В некоторых случаях методы селекции классифицируются в соответствии с указанным выше разделением признаков посылок на три основные группы. Основными методами селекции при этом являются: 1) селекция по интенсивности (полярная и амплитудная); 2) временная и 3) частотная селекция.

б) Простая качественная селекция

Качественная селекция может быть разделена на два вида: простую качественную и по качественным соотношениям.

При простом качественном методе селекции сигнал любого сообщения содержит одну активную посылку, передаваемую по одному из каналов связи.

Выбор данной исполнительной цепи при этом методе селекции определяется значением одного кодового признака активной посылки сигнала и каналом связи, по которому эта посылка передается.

Обычно активным посылкам сигнала придается один кодовый признак, который может иметь k рабочих значений. В этом случае по одному каналу может быть передано k различных сообщений, а при использовании N каналов связи число m различных сообщений, которые могут быть переданы при качественном методе селекции, равно

$$m = kN. \qquad (2\text{-}2)$$

Передача этих m различных сообщений позволяет выбирать и однозначно воздействовать на m различных исполнительных цепей.

Очевидно, что при данном методе селекции одновременно может передаваться N сообщений.

Примером использования простой качественной селекции могут быть системы телеуправления, блок-схемы которых изображены на рис. 1-4 и 1-5. В этих примерах кодовыми признаками являются частота (рис. 1-4) и амплитуда (рис. 1-5) посылок; в обоих случаях $k=3$, а $N=1$.

На рис. 2-19 изображена схема кодирующего и декодирующего устройств системы телеуправления с простой качественной селекцией. В системе используется $N=5$ каналов связи. Кодовым признаком является полярность токовых посылок, $k=2$. Ключи K_1—K_5 выполняют здесь одновременно функции органов управления и кодирующего устройства. Функции декодирующего устройства выполняют поляризованные реле P_1—P_5. При выборе той или иной исполнительной цепи контакты этих реле производят подключение источника тока к этой цепи.

Система может обеспечить управление пятью двухпозиционными объектами, для каждого из которых могут быть переданы команды «включить» (Вкл.) и «отключить» (Откл.).

В соответствии с тем, какой кодовый признак посылок сигнала сообщения используется, простая качественная селекция разделяется на следующие виды: 1) полярная; 2) амплитудная; 3) по длительности посылок; 4) фазовая; 5) частотная и 6) число-испульсная.

Все эти методы селекции широко применяются на практике. Наибольшее распространение имеют полярная, число-импульсная и частотная селекции.

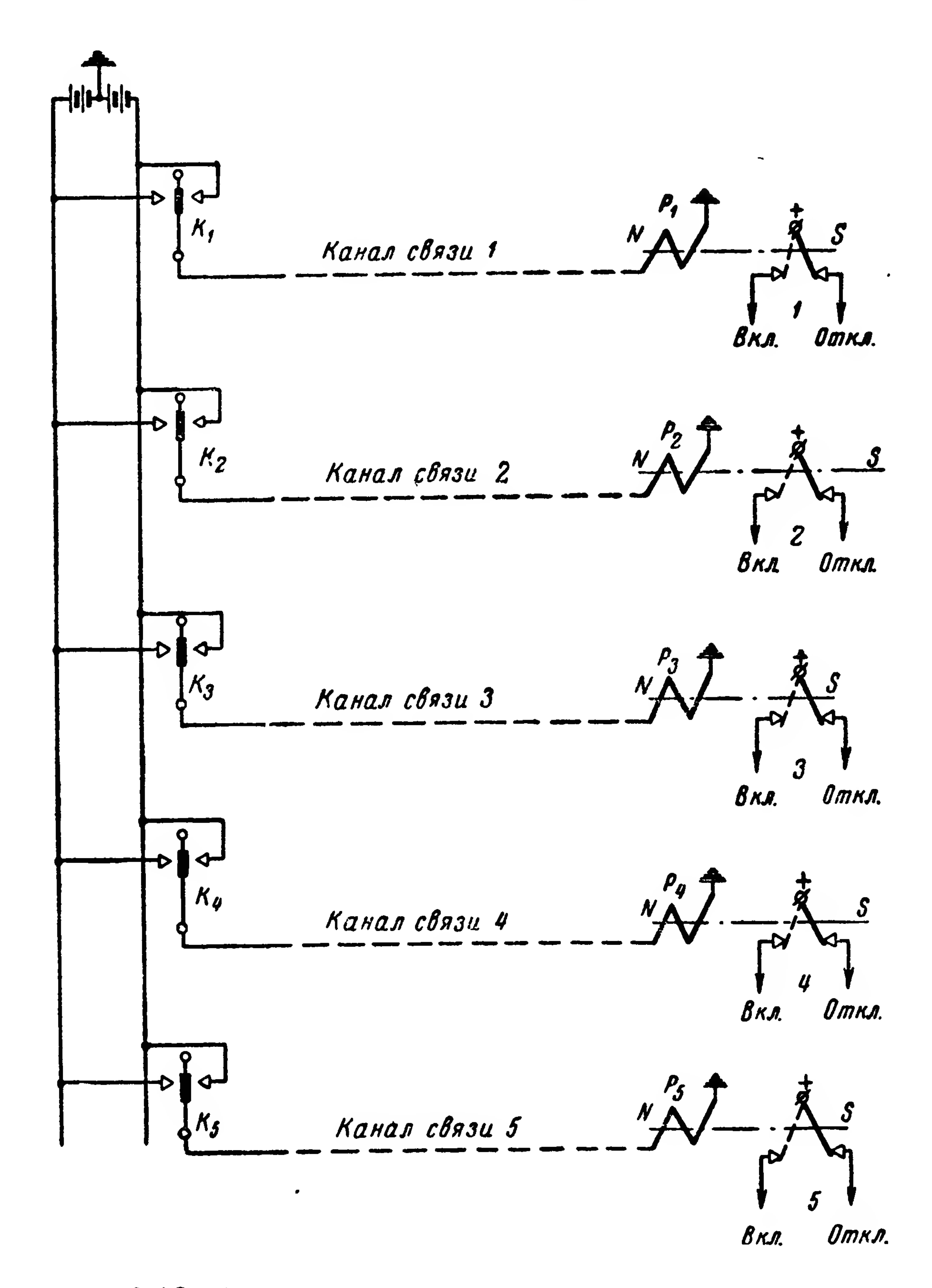


Рис. 2-19. Пример схемы системы телеуправления с простой полярной селекцией сигналов.

Частотная, фазовая и число-импульсная селекции могут использоваться для посылок переменного синусоидального тока или периодической последовательности однополярных импульсов.

Частотная селекция имеет то важное преимущество, что она обеспечивает возможность одновременной и независимой передачи разных сообщений по одному каналу связи.

При полярной селекции k принципиально равно 2. При амплитудной селекции с увеличением значения k требуется увеличение мощности передающего устройства.

При частотной селекции с увеличением значений k требуется увеличение полосы частот, пропускаемых данным каналом связи.

Ввиду изложенного число рабочих значений кодовых признаков посылок сигнала сообщения обычно невелико: $k=2$—4. Это обусловлено тем, что с увеличением значения k усложняются кодирующие и декодирующее устройства и зачастую снижается надежность их работы. Удорожается при этом также и оборудование каналов связи.

Вследствие этого для передачи необходимого числа различных сообщений при простой качественной селекции обычно используется несколько (N) каналов связи. При большом числе сообщений система получается сложной и дорогой. Это обстоятельство является существенным недостатком простого качественного метода селекции, поэтому он применяется лишь в случаях, когда число передаваемых различных сообщений невелико или расстояние между пунктами передачи и приема сообщений мало, так что каналы связи получаются недорогими.

Увеличение числа сообщений, передаваемых по одному каналу связи, может быть достигнуто путем придания активным посылкам нескольких взаимно независимых кодовых признаков. В качестве двух взаимно независимых кодовых признаков могут использоваться, например, амплитуда и полярность, амплитуда и длительность, длительность и частота посылок и др.

При простом качественном методе селекции выбор той или иной исполнительной цепи определяется значением одного из кодовых признаков активной посылки и не зависит от значений других кодовых признаков. Очевидно, что использование нескольких взаимно независимых кодовых признаков равносильно в этом случае увеличению числа каналов связи. Использование, например, двух взаимно независимых кодовых признаков равносильно увеличению каналов связи в 2 раза и т. д.

Использование нескольких взаимно независимых кодовых признаков влечет за собой усложнение кодирующих и декодирующих устройств, что в значительной мере лишает данный метод селекции основного его преимущества — простоты этих устройств.

в) Селекция по качественным соотношениям

При этом методе селекции выбор той или иной цепи определяется не абсолютным значением кодового признака посылки сигнала сообщения, а соотношениями:

а) значений кодового признака двух видов посылок, передаваемых поочередно, или

б) значений кодового признака посылки сигнала к значению кодового признака так называемой опорной посылки.

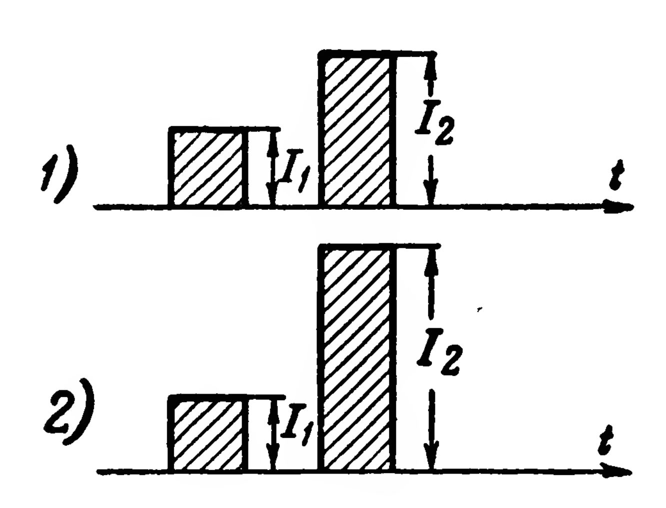


Рис. 2-20. Примеры сигналов сообщений при селекции по методу амплитудных соотношений.

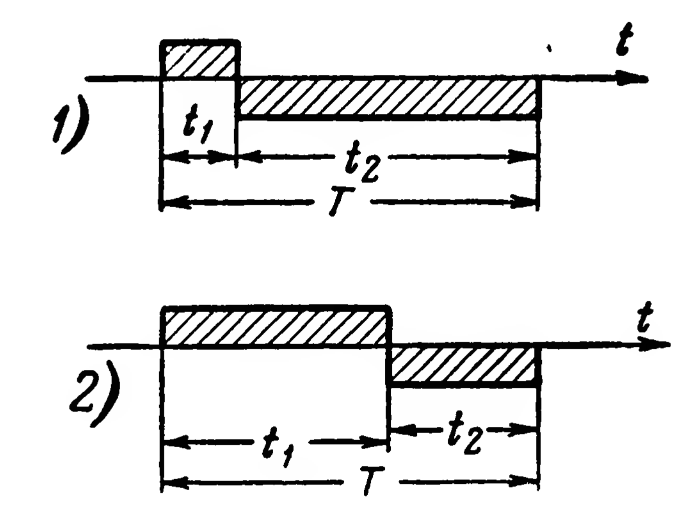


Рис. 2-21. Примеры сигналов сообщений при селекции по методу соотношения длительностей посылок.

Опорные посылки могут передаваться по отдельному каналу связи или по тому же каналу связи, по которому передаются основные, сравниваемые с ними посылки сигнала. В последнем случае опорные посылки имеют дополнительные признаки, которые позволяют декодирующему устройству отделить их от основных посылок.

Например, опорные посылки могут быть всегда первыми после интервала (длительной бестоковой посылки) или иметь отличные от основных посылок длительность, частоту и т. п.

Замена контроля абсолютного значения кодового признака посылки сигнала сообщения контролем соотношений в ряде случаев позволяет уменьшить искажения сигналов при их передаче и повысить надежность систем телеуправления и телеконтроля. Так, например, амплитуда токовых посылок при передаче их по каналу связи обычно сильно изменяется (искажается), а соотношение амплитуд изменяется значительно меньше.

На рис. 2-20 и 2-21 показаны примеры структур сигналов сообщений, построенных по методу качественных соотношений.

Для случая, показанного на рис. 2-20, сигнал сообщения состоит из двух токовых посылок, разделенных бестоковой посылкой. Выбор той или иной цепи определяется отношением амплитуды I_2 второй посылки к амплитуде I_1 первой опорной посылки. Так, в частности, для сигнала *1* $\frac{I_2}{I_1}=2$, а для сигнала *2* $\frac{I_2}{I_1}=3$. Амплитуда опорной посылки при передаче различных команд остается неизменной.

Легко видеть, что при таком методе селекции искажения амплитуд посылок сигнала сообщения, не вызывающие изменения их соотношения, не приведут к нарушению работы системы.

Для случая, показанного на рис. 2-21, сигнал сообщения состоит из двух токовых посылок различных полярностей (используется полярное разделение посылок). Выбор той или иной цепи может определяться отношением длительностей этих посылок $\frac{t_2}{t_1}$ или относительным значением разности длительностей этих посылок:

$$\frac{t_2-t_1}{t_2+t_1}.$$

В последнем случае общая длительность сигнала сообщения $T=t_2+t_1$ при посылке различных сообщений может оставаться неизменной.

Сигнал сообщения вида рис. 2-21 может состоять не из двух, а из серии посылок различных полярностей с данным соотношением их длительностей $\frac{t_2}{t_1}$.

Использование в сигнале серии посылок позволяет упростить аппаратуру контроля соотношения их кодовых признаков и увеличивает надежность работы системы.

Число различных сообщений, которые могут быть переданы при использовании метода качественных соотношений, когда обе посылки сигнала управления передаются по одному каналу связи поочередно, может быть определено по формуле (2-2). В этом случае k — число рабочих соотношений.

Если основные и опорные посылки сигнала сообщения передаются по разным каналам связи, то целесообразно один из каналов связи использовать для передачи опорных посылок сигнала, а остальные $N-1$ каналов для передачи

основных посылок. В этом случае число возможных различных сообщений равно

$$m = k(N - 1).$$

Метод качественных соотношений используется обычно, когда кодовыми признаками являются амплитуда или длительность посылок, т. е. на практике используются амплитудные соотношения и соотношения длительностей посылок.

г) Распределительная селекция

При распределительной селекции используется один канал связи. Сигнал сообщения представляет собой серию посылок, передаваемых поочередно. Для такой поочередной передачи различных посылок используются рассмотренные выше способы их разделения (см. § 2-1,в).

Выбор той или иной исполнительной цепи при распределительном методе селекции определяется номером активной посылки в сигнале и значением одного кодового признака этой посылки.

Если в сигнале сообщения содержится $n_а$ активных посылок и каждая из них может иметь k рабочих значений кодового признака, то число различных сообщений, которые могут быть переданы при распределительном методе селекции, равно

$$m = kn_а. \qquad (2\text{-}3)$$

Так же как и при использовании качественного метода селекции, передача этих m различных сообщений позволяет выбирать и однозначно воздействовать на m различных исполнительных цепей.

Очевидно также, что при передаче одного сигнала в этом случае может быть послано $n_а$ различных сообщений.

В реальных системах с распределительной селекцией из соображений обеспечения надежности работы число сообщений, которые могут быть переданы одним сигналом, часто ограничивается и может быть меньше $n_а$.

В ряде случаев также не все сообщения, число которых определяется выражением (2-3), используются для выбора различных исполнительных цепей.

На рис. 2-22 приведены примеры двух сигналов сообщений, построенных по распределительному методу. Каждый из этих сигналов имеет пять активных токовых посылок

($n_а=5$) и четыре разделяющие бестоковые посылки (паузы).

Кодовым признаком в данном случае является полярность активных посылок, $k=2$. Согласно выражению (2-3) в системе с такой структурой сигнала может быть обеспечена передача $m=2\cdot5=10$ различных сообщений.

Допустим, что производится управление двухпозиционными объектами таким образом, что если активная посылка имеет положительную полярность, то объект включается, а если отрицательную, то выключается.

В этом случае при передаче сигнала *а* (рис. 2-22) будет обеспечено включение объектов *1*, *3* и *4* и выключение объектов *2* и *5*.

Если вслед за этим будет послан сигнал *б*, то объекты *2* и *5* будут включены, объект *3* выключен, а объекты *1* и *4* останутся в том же положении.

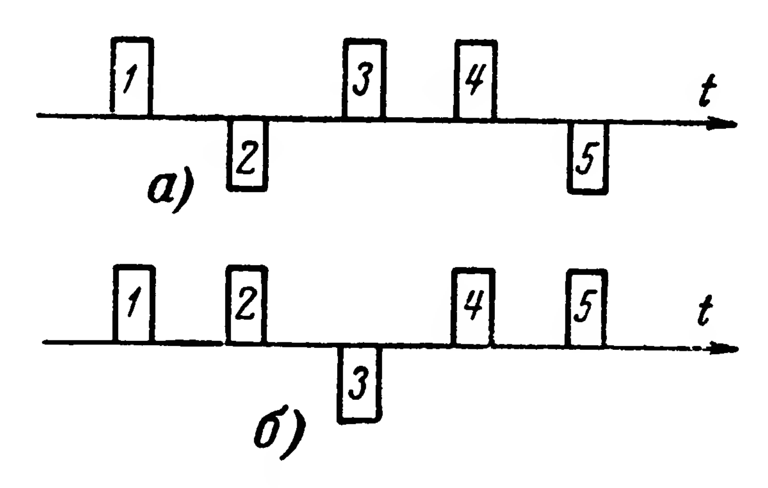


Рис. 2-22. Примеры сигналов сообщений при распределительном методе селекции.

На рис. 2-23 приведена схема, иллюстрирующая работу кодирующего и декодирующего устройств, обеспечивающих формирование и декодирование сигналов, примеры которых показаны на рис. 2-22.

Для поочередной передачи посылок сигнала сообщения и разделения воздействия этих посылок на различные исполнительные цепи используется синфазное движение распределителей в кодирующем и декодирующем устройствах.

При таком движении в определенные моменты времени щетки $Щ_1$ и $Щ_2$ распределителей находятся на одноименных ламелях 0,1, ... 5. К ламелям распределителя кодирующего устройства в соответствии с положением ключей K_1—K_5 подведены напряжения различных полярностей. При движении щеток этого распределителя образуется сигнал сообщения, у которого полярность токовых посылок определяется положением ключей. Сигнал сообщения передается по каналу связи и попадает на распределитель декодирующего устройства. Поскольку щетки распределителей движутся синфазно, то полярности напряжений, подаваемых на обмотки поляризованных реле, которые подключены к ламелям распределителя декодирующего устройства, со-

ответствуют полярностям напряжений, подаваемых на одноименные ламели распределителя кодирующего устройства. Поляризованные реле срабатывают и подключают напряжения к соответствующим исполнительным цепям.

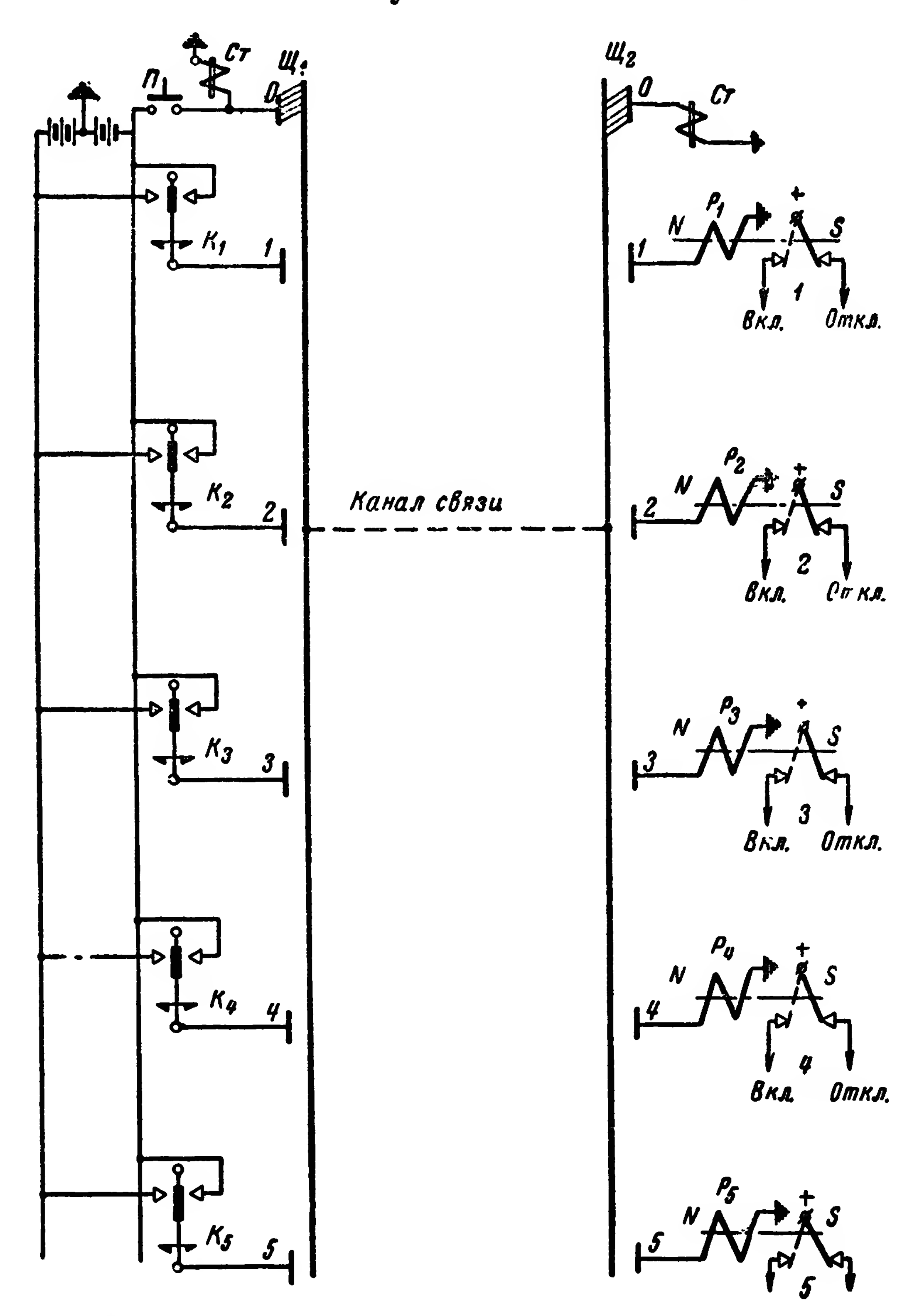


Рис. 2-23. Пример схемы системы телеуправления с распределительным методом селекции.

Синфазное движение распределителей может обеспечиваться различными способами. Например, при использовании стартстопных распределителей в исходном положении щетки $Щ_1$ и $Щ_2$ стоят на нулевых (стоповых) ламелях 0. С нажатием пусковой кнопки *П* (рис. 2-23) получают питание и срабатывают стартовые электромагниты *Ст* рас-

пределителей кодирующего и декодирующего устройств. При этом обычно оси щеток сцепляются с вращающимися осями двигателей и щетки приходят в движение. Совершив 1 *об*, они останавливаются на нулевых ламелях. Скорости вращения щеток выбираются такими, что за время 1 *об* угол расхождения между ними достаточно мал, так что они всегда находятся на одноименных рабочих ламелях.

При использовании распределителей с непрерывно вращающимися щетками для коррекции скорости или фазы их движения обычно периодически передается специальная синхронизирующая посылка или кодовая группа. При применении шаговых распределителей обычно электромагнит декодирующего устройства перемещает щетки на одну ламель при подаче на него импульса движения. Для формирования импульсов движения используется смена значений признака, разделяющего смежные посылки. В этом случае для разделения посылок сигнала сообщения могут применяться все способы, рассмотренные в § 2-1,в, кроме временного. Аналогичными методами производится синфазирование и неконтактных распределителей.

Описанные кодирующие и декодирующие устройства могут работать при любом канале связи. По проводному каналу связи могут непосредственно передаваться токовые посылки различных полярностей.

При радиоканале связи полярный признак может быть преобразован, например, в частотный или фазовый (частотная или фазовая манипуляция несущей), а при приеме сигнала может быть произведено обратное преобразование.

Сигналы сообщений, изображенные на рис. 2-22, могут быть записаны в виде:

Запись сигнала	*а* . . .	10110
» »	*б* . . .	11011

В данном случае 0 указывает на отрицательную полярность токовой посылки, а 1 — на положительную.

Аналогично могут быть записаны и другие сигналы.

Характерным для распределительного метода селекции является то, что выбор данной исполнительной цепи (однозначное воздействие на данную цепь) определяется лишь значением одного определенного элемента кода и не зависит от значений других элементов. Основание кода определяет в этом случае число различных исполнительных цепей, выбор которых производится одним элементом кода, а число элементов — число таких групп цепей.

Из сравнения распределительного и качественного методов селекции легко видеть, что между этими методами имеется много общего.

Если число активных посылок $n_а$ в сигнале сообщения с распределительной селекцией принять равным числу каналов связи N в системе с простой качественной селекцией, то при использовании тех же кодовых признаков этих посылок при обоих методах селекции может быть передано одно и то же число различных сообщений [см. выражения (2-2) и (2-3)].

Характерным для этих методов селекции является линейная зависимость числа передаваемых различных сообщений m от числа рабочих значений кодового признака k и числа каналов связи N (качественная селекция) или числа активных посылок $n_а$ в сигнале (распределительная селекция).

Различие между этими методами селекции состоит в том, что при простой качественной селекции активные посылки передаются по различным каналам связи, а при распределительном методе — по одному каналу связи, поочередно во времени.

Очевидно, что достоинствами простой качественной селекции являются:

а) малое время передачи команды;

б) максимальная простота кодирующих и декодирующих устройств.

Недостаток этого метода — необходимость использования нескольких каналов связи.

Достоинством распределительной селекции является возможность использования в системе одного канала связи. Недостатками являются:

а) увеличенное время передачи сообщения;

б) бóльшая сложность кодирующих и декодирующих устройств.

Распределительная селекция может быть разделена на ряд видов в зависимости от способа разделения и вида кодовых признаков посылок.

д) Простая комбинационная селекция

При простом комбинационном методе селекции сигнал сообщения обеспечивает передачу лишь одного сообщения и представляет собой совокупность посылок, передаваемых одновременно по различным каналам связи. При этом по каждому каналу связи передается лишь одна активная

посылка с определенным значением кодовых признаков. Отличительной особенностью комбинационного метода селекции является то, что выбор той или иной исполнительной цепи определяется совокупностью (комбинацией) рабочих значений кодовых признаков посылок, передаваемых по всем каналам связи.

На рис. 2-24 приведены примеры сигналов трех сообщений при использовании простой комбинационной селекции. В данном случае посылки сигналов сообщений передаются по трем каналам связи. Кодовым признаком является полярность.

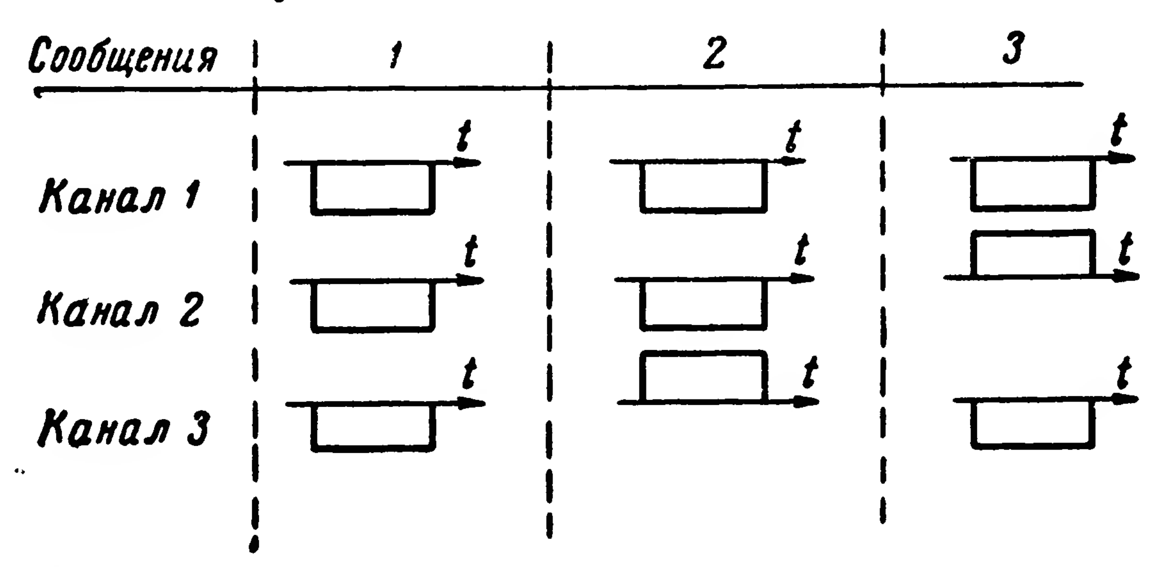


Рис. 2-24. Примеры сигналов сообщений при простом комбинационном методе селекции.

Определим, какое число различных сообщений может быть передано при простой комбинационной селекции в случае использования одного кодового признака посылок.

Для этого необходимо найти число различных комбинаций посылок (число различных сигналов) при данных числе рабочих значений кодового признака k и числе каналов связи N. Обозначим рабочие значения кодовых признаков буквами a, b, c, d и т. д.

При использовании одночленных комбинаций (один канал связи) получим следующие возможные сигналы сообщений:

$$\left.\begin{array}{c} a \\ b \\ c \\ d \\ \text{и т.д.} \end{array}\right\} \text{Всего } k \text{ комбинаций (строк)}$$

Двучленные комбинации получим, если к каждому члену одночленных комбинаций приписать все возможные вторые члены.

Выполняя это, получим:

aa		ba	
ab		bb	
ac	Итого k строк	bc	Итого k строк
ad		bd	
и т.д.		и т.д.	
ca		da	
cb		db	
cc	Итого k строк	dc	Итого k строк
cd		dd	
и т. д.		и т. д.	
.			
.			

Всего k столбцов

Таким образом, при полном использовании двучленных комбинаций число их равно k^2.

Продолжая аналогично увеличивать число членов комбинаций, получим, что при наличии N членов в каждой комбинации возможное число комбинаций равно

$$m = k^N. \tag{2-4}$$

Формула (2-4) дает наибольшее возможное число различных сообщений, которые могут быть переданы при использовании N каналов связи и k рабочих значений кодового признака посылок. В реальной системе по различным соображениям могут использоваться не все возможные комбинации.

Легко видеть, что при одинаковых числе каналов связи N и числе рабочих значений кодовых признаков k, если $N > 2$ и $k \geqslant 2$, простая комбинационная селекция позволяет передать большее число различных сообщений, чем простая качественная селекция.

Так, например, при $k=2$ и $N=5$ получим для простой качественной селекции согласно формуле (2-2) $m=2 \cdot 5=10$, а для простой комбинационной селекции согласно формуле (2-4) $m=2^5=32$.

Выигрыш в числе команд растет тем больше, чем больше k и N.

На рис. 2-25 приведена схема, иллюстрирующая работу кодирующего и декодирующего устройств, обеспечи-

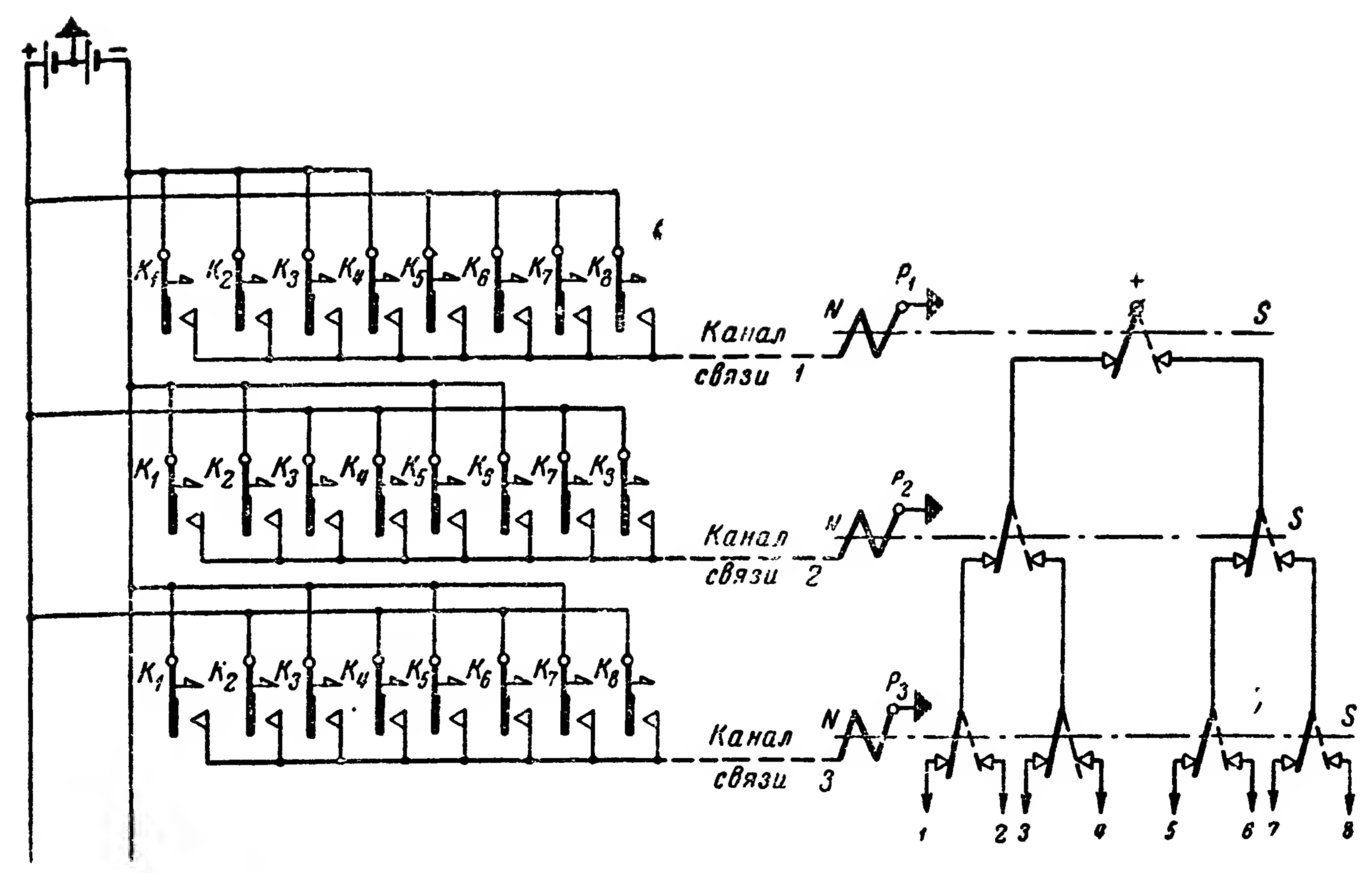


Рис. 2-25. Пример схемы системы телеуправления с простой комбинационной селекцией сигналов.

вающих формирование и декодирование сигналов, примеры которых показаны на рис. 2-24.

В данном случае $k=2$, $N=3$ и, следовательно,

$$m=2^3=8 \text{ команд.}$$

Ключи K_1—K_8 выполняют одновременно функции органов управления и кодирующего устройства. Каждый ключ имеет три замыкающих контакта, так что при повороте его к каналам связи подключаются напряжения различных полярностей в той или иной комбинации. Функции декодирующего устройства выполняют поляризованные реле P_1, P_2 и P_3. Особый способ соединения контактов этих реле обеспечивает такое положение, что при каждой данной комбинации полярностей токовых посылок, передаваемых по отдельным каналам связи, напряжение подключается лишь к одной определенной исполнительной цепи *1 ... 8*.

Таблица 2-1

Код сигналов сообщений для системы, изображенной на рис. 2-25

Номер сообщения (исполнительной цепи)	Запись сигнала сообщения
1	000
2	001
3	010
4	011
5	100
6	101
7	110
8	111

В табл. 2-1 записан код сигналов сообщений для рассматриваемого примера.

В данном случае каждый элемент кода соответствует посылке, передаваемой по одному из каналов связи, а значения его 0 и 1 отображают полярность этой посылки. Как видно, код двоичный ($k=2$), число элементов кода равно числу каналов связи ($N=3$). Наибольшее возможное число различных сообщений, которые могут быть переданы при простом комбинационном методе селекции, определяется количеством различных чисел, которые могут быть записаны в системе счисления с основанием, равным основанию кода k, и значностью, равной числу элементов кода N.

Действительно, число, равное k, в любой системе счисления записывается двузначной цифрой 10, число k^2—трехзначной цифрой 100. Число k^N запишется $N+1$-значной цифрой, у которой цифра $N+1$-го разряда будет 1, а остальные — нули. Таким образом, наибольшее число, которое можно записать при N знаках, будет k^N-1. Если учесть еще нуль, то количество различных чисел, которые могут быть записаны при N знаках, будет $k^N-1+1=k^N$.

Последнее, как и следовало ожидать, полностью согласуется с выражением (2-4).

Если активным посылкам придается не один, а несколько взаимно-независимых кодовых признаков, то при простой комбинационной селекции выбор той или иной исполнительной цепи определяется совокупностью (комбинацией) значений всех кодовых признаков посылок, передаваемых по всем каналам связи.

Ранее уже указывалось (см. § 2-2,*в*), что использование нескольких кодовых признаков соответствует увеличению числа элементов кода, а в данном случае это равносильно увеличению числа каналов связи. Таким образом, если в сигнале используется ν взаимно-независимых кодовых признаков посылок и каждый из этих признаков имеет k рабочих значений, то число различных сообщений, которые могут быть переданы при простом комбинационном методе селекции, равно

$$m=k^{N\nu} \qquad (2\text{-}5)$$

Если различные кодовые признаки имеют разные числа рабочих значений, равные соответственно k_1, k_2 . . . k_ν, то

$$m=k_1^N k_2^N \ldots k_\nu^N. \qquad (2\text{-}6)$$

В справедливости последнего выражения нетрудно убедиться, рассуждая так же, как при выводе выражения (2-4).

Возможность передачи значительно бо́льшего числа различных сообщений при том же числе каналов связи и рабочих значений кодовых признаков посылок является основным преимуществом простой комбинационной селекции перед качественной.

Недостатками простой комбинационной селекции по сравнению с качественной являются бо́льшая сложность аппаратуры и отсутствие возможности одновременной передачи различных сообщений. По сравнению с распределительной селекцией простая комбинационная имеет тот же недостаток, что и качественная: необходимость использования нескольких каналов связи.

е) Комбинационно-распределительная селекция

При комбинационно-распределительном методе селекции сигнал сообщения представляет собой совокупность посылок, передаваемых поочередно по одному каналу связи; так же как и при простом комбинационном методе селекции, и в этом случае выбор той или иной исполнительной цепи определяется совокупностью (комбинацией) значений всех кодовых признаков всех активных посылок.

Таким образом, комбинационно-распределительная селекция отличается от простой комбинационной лишь способом разделения посылок сигнала сообщения. При простой комбинационной селекции используется простое разделение посылок (передача их по различным каналам связи), а при комбинационно-распределительной селекции — полярное амплитудное, фазовое, временно́е или частотное разделение посылок (см. § 2-1в). Следует также отметить, что переход от простой комбинационной селекции к комбинационно-распределительной совершается так же, как и от качественной к распределительной. Легко видеть, что комбинационно-распределительная селекция сочетает в себе преимущества распределительной селекции в части использования канала связи и простой комбинационной — в части обеспечения передачи большого числа различных сообщений при небольшом числе посылок в сигнале. На рис. 2-26 приведены примеры сигналов трех сообщений при использовании комбинационно-распределительной селекции.

В сигнале используются три активные посылки. Кодовым признаком является полярность токовых посылок. Разделение посылок — амплитудное.

Структура сигналов, показанных на рис. 2-26, аналогична структуре сигналов, показанных на рис. 2-24, и отличается лишь тем, что в последнем случае посылки передаются одновременно по различным каналам связи, а в случае, показанном на рис. 2-26, посылки сигнала сообщения передаются поочередно по одному каналу связи.

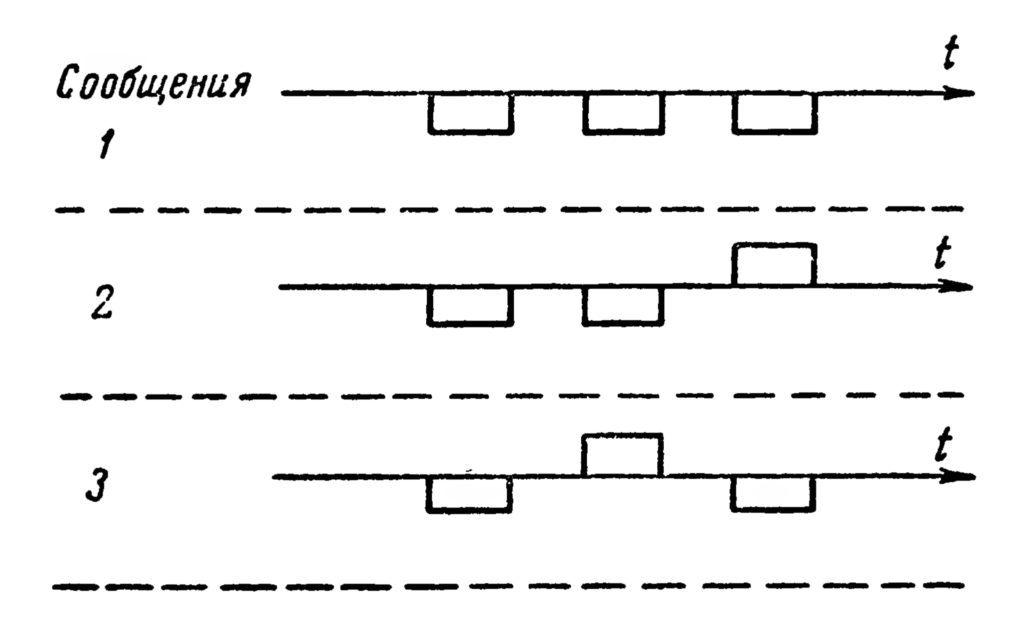


Рис. 2-26. Примеры сигналов сообщений при комбинационно-распределительном методе селекции.

На рис. 2-27 приведена схема, иллюстрирующая работу кодирующего и декодирующего устройств, обеспечивающих формирование и декодирование сигналов, примеры которых показаны на рис. 2-26. Работа распределителей в этой схеме происходит так же, как и в рассмотренной ранее схеме на рис. 2-23, а набор и декодирование комбинаций посылок различных полярностей — так же, как и в схеме на рис. 2-25. Напряжение к исполнительным цепям в схеме на рис. 2-27 подключается с приходом щеток распределителя декодирующего устройства на нулевую ламель.

Так как комбинационно-распределительная селекция отличается от простой комбинационной лишь способом разделения активных посылок, то при этих методах селекции могут использоваться одинаковые коды сигналов сообщений. Так, в частности, табл. 2-1 отображает коды сигналов сообщений, используемые не только в системе, схема которой изображена на рис. 2-25, но и в системе по рис. 2-27.

Очевидно, что число различных сообщений, которые могут быть переданы при комбинационно-распределительной

селекции, подсчитывается также по формуле (2-5) или (2-6), если вместо числа каналов связи N подставить в них число активных посылок $n_а$ в сигнале.

В соответствии с этим получаем, что если в сигнале сообщения используется ν взаимно независимых кодовых признаков и каждый из них имеет k рабочих значений, то

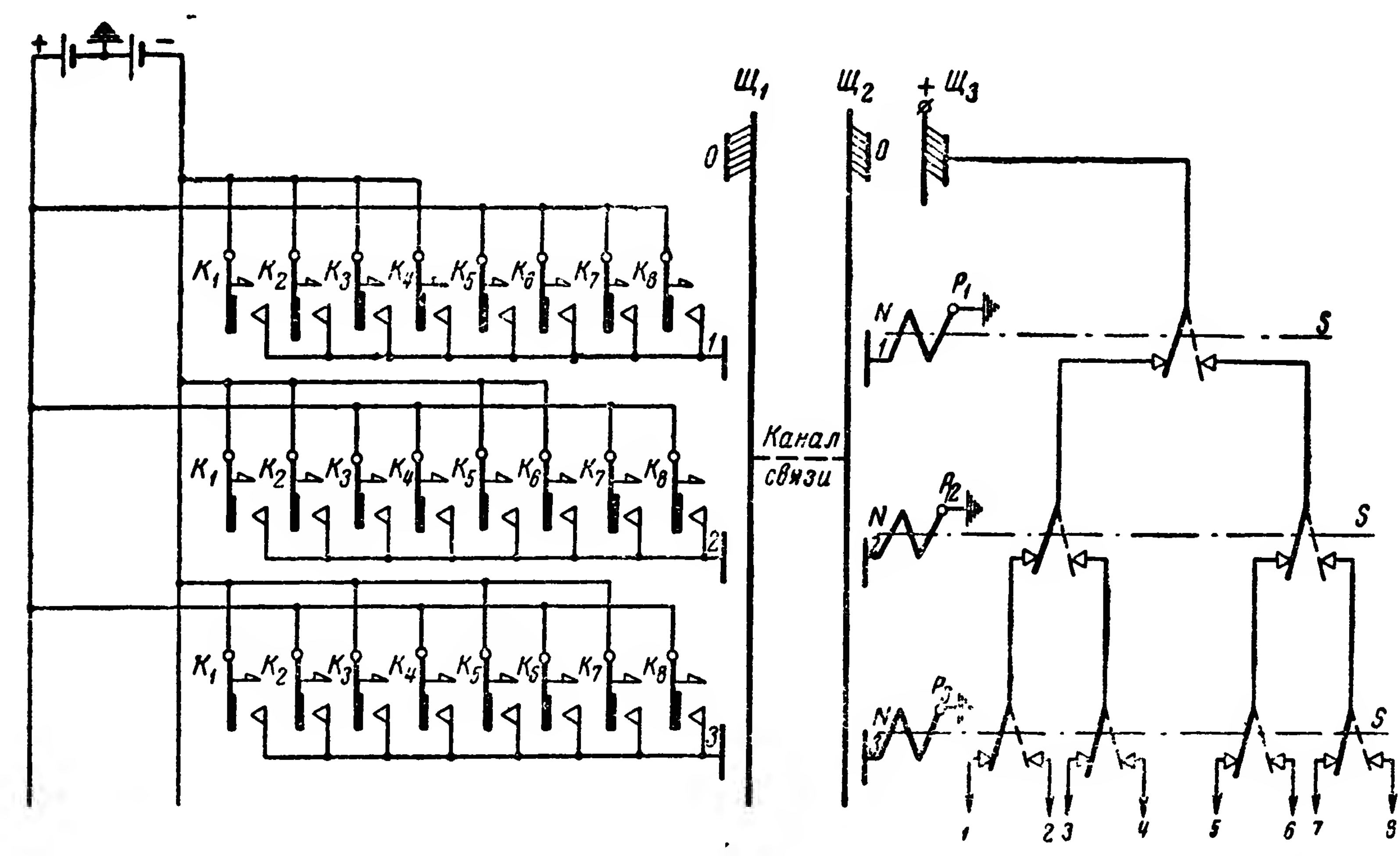


Рис. 2-27. Пример схемы системы телеуправления с комбинационно-распределительной селекцией сигналов.

число различных сообщений, которые могут быть переданы при комбинационно-распределительном методе селекции равно

$$m = k^{n_а \nu}. \tag{2-7}$$

В общем случае, если различные кодовые признаки имеют разные числа рабочих значений, равные соответственно

$$k_1, \; k_2, \; . \; . \; , \; k_\nu,$$

то

$$m = k_1^{n_а} k_2^{n_а} \; . \; . \; . \; k_\nu^{n_а}. \tag{2-8}$$

В большинстве систем, применяемых на практике, $\nu = 1$; в этом случае

$$m = k^{n_а}. \tag{2-9}$$

Характерным для обоих комбинационных методов селекции является нелинейная зависимость m от N или $n_а$ и от ν.

В этом они существенно отличаются от качественного и распределительного методов селекции, у которых эта зависимость линейна.

Комбинационно-распределительная селекция имеет такие же преимущества и недостатки сравнительно с простой комбинационной, какие были указаны при сравнении распределительного и простого качественного методов селекции.

Комбинационно-распределительная селекция называется также кодовой [Л. 11]. Это название связано со словом кодирование, которое в этом случае понимается в более узком смысле.

ж) Групповая и смешанная селекции

При использовании описанных основных методов селекции с передачей сигнала сообщения производятся непосредственный выбор соответствующей исполнительной цепи и выполнение команды (одна ступень селекции). Такой непосредственный выбор исполнительной цепи имеет тот недостаток, что при большом числе сообщений требуется построение сигналов с большим числом посылок, что увеличивает время передачи сообщения и зачастую снижает надежность систем телеуправления и телеконтроля.

Особенно резко проявляется этот недостаток в распределительном методе селекции, который часто применяется на практике.

Для того чтобы преодолеть это затруднение при большом числе исполнительных цепей, используется так называемый групповой метод селекции.

При групповой селекции каждая исполнительная цепь выбирается не сразу, а в несколько приемов в соответствии с принятым числом ступеней селекции.

При двух ступенях селекции все исполнительные цепи объединяются в группы. При посылке сигналов управления вначале выбирается группа, а затем уже цепь в данной группе. При таком методе возможно многократное использование ряда элементов кодирующего и декодирующего устройств, причем эти элементы должны рассчитываться лишь на максимальное число различных сообщений в одной ступени селекции, а не на все число сообщений.

Так, например, если мы имеем систему, обеспечивающую передачу 10 различных сообщений, то при введении второй ступени селекции можно будет иметь 10 групп цепей по 10 цепей в каждой и, следовательно, обеспечить передачу 100 различных сообщений.

При распределительной селекции для передачи 100 сообщений при $k = 2$ согласно выражению (2-3) потребуется передать 50 активных посылок. Если длительность каждой посылки 0,2 *сек*, то при отсутствии разделяющих посылок это займет 10 *сек*.

При использовании двух ступеней селекции для передачи тех же сообщений потребуется $5+5=10$ активных посылок, что займет 2 *сек*.

При трех ступенях селекции вначале производится выбор группы исполнительных цепей, затем в выбранной группе выбирается соответствующая подгруппа и, наконец, на третьей ступени — нужная цепь из числа входящих в эту подгруппу. В общем случае, если мы имеем систему, рассчитанную на передачу m_0 различных сообщений, и если такую систему использовать многократно — g раз — для передачи одного сообщения, то общее число передаваемых различных сообщений может быть

$$m = m_0^g. \qquad (2\text{-}10)$$

Формула (2-10) по структуре совпадает с формулами (2-4) и (2-9). Совпадение это не является случайным, ибо простая комбинационная и комбинационно-распределительная селекции могут рассматриваться как частный случай групповой, когда число сообщений, передаваемых с помощью одной посылки, равно k.

Если все исполнительные цепи разбить на k групп, каждую группу — на k подгрупп и т. д., то одна посылка сигнала сообщения, построенного по комбинационному или комбинационно-распределительному методу, позволяет выбрать группу, вторая посылка — подгруппу в этой группе и т. д. Следовательно, передача всех посылок сигнала позволяет как бы исключить все исполнительные цепи и выбрать только одну из них.

Таким образом, групповой метод селекции является наиболее общим. При групповой селекции необязательно многократно использовать один и тот же метод селекции на каждой ступени, как это было сделано в приведенном примере.

Возможно также использование и различных методов селекции. Так, например, выбор группы объектов может производиться путем использования комбинационно-распределительного метода, а выбор объекта в группе — распределительного. Такой метод селекции может быть также назван **смешанным**.

В общем случае число различных сообщений, которые могут быть переданы при групповом методе селекции, очевидно, равно

$$m = m_1 m_2 \dots m_n, \tag{2-11}$$

где m_1 — число различных сообщений, передаваемых первой ступенью селекции;

m_n — число различных сообщений, передаваемых n-й ступенью селекции.

Групповой метод селекции весьма удобен при управлении с одного распорядительного пункта несколькими исполнительными пунктами по одному каналу связи (см. § 1-3,г). В этом случае при использовании, например, двух ступеней селекции первая ступень используется для выбора исполнительного пункта, а вторая — для выбора исполнительной цепи на данном пункте.

2-4. Методы различения сигналов сообщений

а) Понятие о различении сигналов и классификация

Различением сигналов мы будем называть формирование сигналов различных структур кодирующим и передающим устройствами, а также преобразование этих сигналов приемным и декодирующим устройствами с целью обеспечения передачи различных воздействий на одну и ту же исполнительную цепь (см. вторую задачу систем телеуправления и телеконтроля § 1-1,в).

Метод различения характеризуется способом построения структур сигналов сообщений, обеспечивающим передачу различных воздействий на одну исполнительную цепь.

Задача различения сигналов, как правило, возникает в системах с непрерывным управлением и контролем, ибо в системах с дискретным управлением и контролем обычно воздействия на исполнительные цепи однозначны; передача таких однозначных воздействий на исполнительные цепи, как пояснено было выше, обеспечивается селекцией сигналов.

В большинстве систем непрерывного управления и контроля различные воздействия на исполнительную цепь производятся путем изменения напряжения на этой цепи или тока в ней. Таким образом, задача различения сигналов сообщений чаще всего сводится к установлению однозначного соответствия напряжения (тока) в исполнительной цепи значению передаваемого сообщения.

В настоящее время применяются два основных метода различения сигналов сообщений: качественный и комбинационно-распределительный (кодовый).

б) Качественное различение

Качественный метод различения сигналов разделяется на простой качественный и метод качественных соотношений.

При простом качественном методе различения сигнал сообщения обычно представляет собой:

1) серию (последовательность) активных посылок, имеющих один (у всех одинаковый) кодовый признак; передача этих посылок производится поочередно, либо периодически, либо по мере изменения значения передаваемого сообщения, например по мере изменения уровня воды в водоеме, контролируемого на расстоянии;

2) непрерывно передаваемое однополярное или синусоидально изменяющееся напряжение (ток) или периодическую последовательность импульсов.

Непрерывно передаваемое постоянное или периодически изменяющееся напряжение (ток) можно рассматривать как активную посылку большой длительности, обладающую тем или иным кодовым признаком.

Значение передаваемого сообщения при простом качественном методе различения определяется значением кодового признака посылок сигнала. Передача различных непрерывно изменяющихся во времени сообщений производится путем соответствующего изменения этого кодового признака, т. е. его модуляции.

Практическое применение получили следующие виды простого качественного различения сигналов: 1) амплитудное; 2) по длительности посылок; 3) фазовое; 4) частотное и 5) число-импульсное.

При первых двух видах различения могут использоваться все возможные посылки: однополярные, синусоидальные колебания и периодическая последовательность однополярных импульсов.

При частотном и фазовом различении могут использоваться либо синусоидальные колебания, либо периодическая последовательность однополярных или двуполярных импульсов.

Вид используемого кодового признака определяет и вид модуляции сигнала сообщения. Так, в частности, при использовании первых четырех методов различения применяются соответственно следующие виды модуляции сигналов сообщения: амплитудная, по длительности посылок, частотная, частотно-импульсная, фазовая и фазо-импульсная.

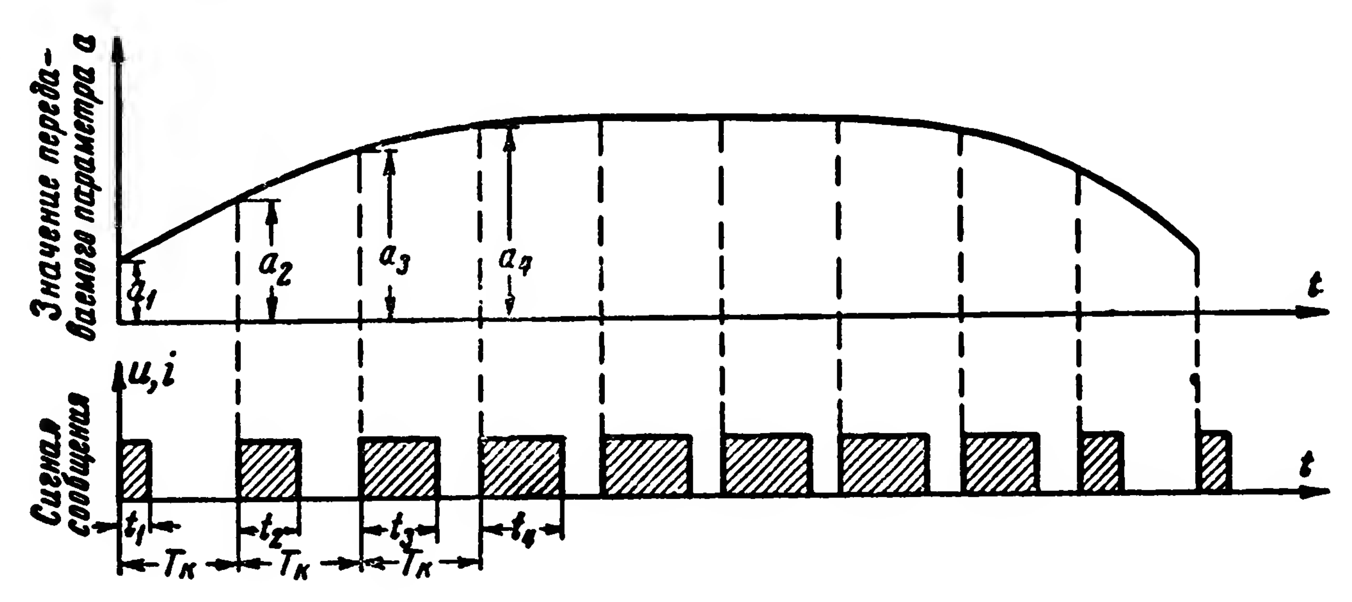


Рис. 2-28. Пример построения сигнала сообщения для передачи значения плавно изменяющегося параметра при различении сигналов по длительности посылок.

На рис. 2-28 приведен пример графиков изменения во времени передаваемого параметра a и сигнала сообщения с простым методом различения по длительности посылок. Кодовым признаком является длительность токовых посылок: t_1, t_2 ... Эти посылки передаются с периодом $T_к$. Длительность каждой токовой посылки пропорциональна передаваемому параметру в момент начала этой посылки, например:

$$t_1 = \gamma a_1 + \beta; \; t_2 = \gamma a_2 + \beta \ldots,$$

где γ — коэффициент пропорциональности;
β — постоянная величина.

В данном случае, как видно, используется модуляция токовых посылок по длительности (ДИМ) путем изменения положения заднего фронта посылок.

Если вместо каждой токовой посылки, показанной на рис. 2-38, передавать по два кратковременных импульса, так чтобы один из них занимал положение переднего фронта токовой посылки, а другой — заднего фронта, то

значение передаваемого параметра *a* будет определяться интервалом времени между этими кратковременными импульсами. Первый из этой пары импульсов может быть назван опорным, а второй—рабочим (значащим). Такой метод передачи будет соответствовать использованию время-импульсной (фазо-импульсной) модуляции.

Число-импульсный метод различения не позволяет передавать все возможные значения того или иного параметра, изменяющегося непрерывно. В этом случае возможна передача лишь определенного числа различных сообщений или, как говорят, определенного числа уровней. Говоря так, имеют в виду, например, передачу величины напряжения или тока во входной цепи кодирующего устройства и получение соответствующего значения напряжения (тока) в выходной цепи декодирующего устройства.

Наименьшее число различных сообщений, которые должны быть переданы в случае, когда тот или иной параметр может изменяться непрерывно, определяется допустимой прогрешностью в передаче величины этого параметра.

Так, например, если допустимая погрешность в передаче величины данного параметра (угол поворота руля, мощность, отдаваемая электрической станцией, и т. п.) должна быть не более 5% и если не учитывать дополнительных погрешностей, вносимых помехами и работой аппаратуры, то все текущие значения этого параметра могут передаваться $\frac{1}{0{,}05}=20$ различными сообщениями. При использовании число-импульсного метода различения число импульсов в сигнале при передаче этих сообщений может изменяться от 1 до 20.

Следует отметить, что и при других методах качественного различения — амплитудном, по длительности посылок, частотном и фазовом — значения того или иного параметра передаются с известной погрешностью.

Погрешность вносится, во-первых, при установлении значений всех этих признаков (амплитуды, длительности, частоты и фазы) кодирующим устройством и преобразовании их в напряжение или ток на входе исполнительной цепи декодирующим устройством.

Во-вторых, скорость изменения значений этих признаков лимитируется переходными процессами в цепях всей системы и не может быть как угодно велика. Поэтому при некоторой скорости изменения передаваемого параметра изменение значения кодового признака отстает от изменения

значения этого параметра и тем самым вносится дополнительная погрешность.

Для случая, показанного на рис. 2-28, погрешность в передаче значений параметра a будет обусловлена, во-первых, погрешностью в установке и преобразовании длительности токовых посылок и, во-вторых, тем, что токовые посылки передаются лишь через интервалы времени $T_к$; следовательно, поведение параметра a в течение этого интервала времени не передается. Можно показать, что минимально допустимое значение $T_к$ лимитируется длительностью переходных процессов в системе.

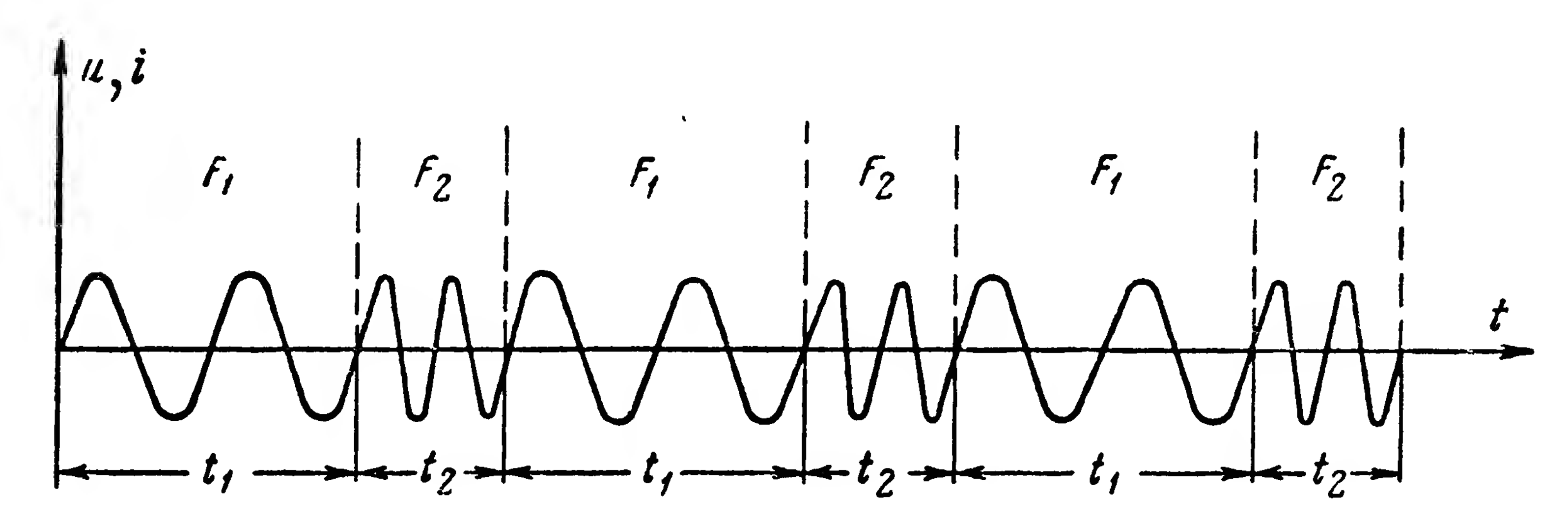


Рис. 2-29. Пример сигнала системы с различением сообщений по методу соотношения длительностей посылок при частотном разделении этих посылок.

При различении по методу качественных соотношений сигнал сообщения строится, как и при одноименном методе селекции, т. е. значение передаваемого сообщения определяется не абсолютным значением кодового признака посылок сигнала, а соотношениями:

а) значений кодового признака двух видов посылок, передаваемых поочередно, или

б) значений кодового признака посылок сигнала к значению кодового признака опорных посылок.

В настоящее время применяются следующие виды различения сигналов сообщений по качественным соотношениям: а) амплитуд; б) длительностей посылок.

На рис. 2-29 приведен пример сигнала с использованием различения сообщений по методу соотношения длительностей посылок. Значение передаваемого сообщения в этом случае определяется соотношением длительностей $\frac{t_2}{t_1}$ посылок двух различных частот F_2 и F_1. С изменением значения передаваемого сообщения соответственно изменяется

соотношеине $\frac{t_2}{t_1}$ или $\frac{t_2 - t_1}{t_2 + t_1}$. Аналогично могут использоваться посылки различных полярностей (рис. 2-21) и с другими признаками.

Легко видеть, что элементы сигнала при качественном методе различения сообщений могут быть идентичны сигналам при качественном методе селекции.

в) Комбинационно-распределительное различение

При комбинационно-распределительном методе различения, так же как и при число-импульсном, может передаваться лишь некоторое определенное число различных сообщений (уровней). Для передачи этих сообщений используются такие же сигналы, как и при комбинационно-распределительном методе селекции.

Часть сигнала, построенную по комбинационно-распределительному методу, принято называть *кодовой группой*. Таким образом, при комбинационно-распределительном методе различения сигнал сообщения представляет собой серию кодовых групп, передаваемых поочередно либо периодически, либо по мере изменения значения передаваемого сообщения.

Комбинационно-распределительное различение сообщений имеет то преимущество перед число-импульсным, что оно может обеспечить передачу большого числа различных сообщений при значительно меньшем числе посылок в сигнале. Кроме того, комбинационно-распределительное различение позволяет получить и более высокую надежность работы системы. Последнее обусловлено возможностью уменьшения общего числа посылок в сигнале, а также тем, что передача различных сообщений (уровней) может производиться при постоянном числе посылок в кодовых группах.

Эти преимущества комбинационно-распределительного различия приобретают тем большее значение, чем более высокие требования предъявляются к точности передачи сообщений.

Так, например, если допустимая погрешность в передаче значений некоторого параметра составляет 0,5%, то необходимо обеспечить передачу по крайней мере $\frac{1}{0{,}005} = 200$ различных сообщений.

При число-импульсном методе различения число импульсов в посылке для передачи этих сообщений может изменяться от 1 до 200.

В случае комбинационно-распределительного различения при использовании двоичного кода число активных посылок во всех кодовых группах согласно выражению (2-9) может быть равно

$$n_а = \frac{\lg m}{\lg k} = \frac{\lg 200}{\lg 2} \approx 7,7.$$

Так как $n_а$ может быть лишь целым числом, то $n_а = 8$; тогда число различных сообщений, передаваемых этим сигналом, будет

$$m = 2^8 = 256.$$

На рис. 2-30 приведены примеры графиков изменений во времени передаваемого параметра и сигнала сообщения с комбинационно-распределительным методом различе-

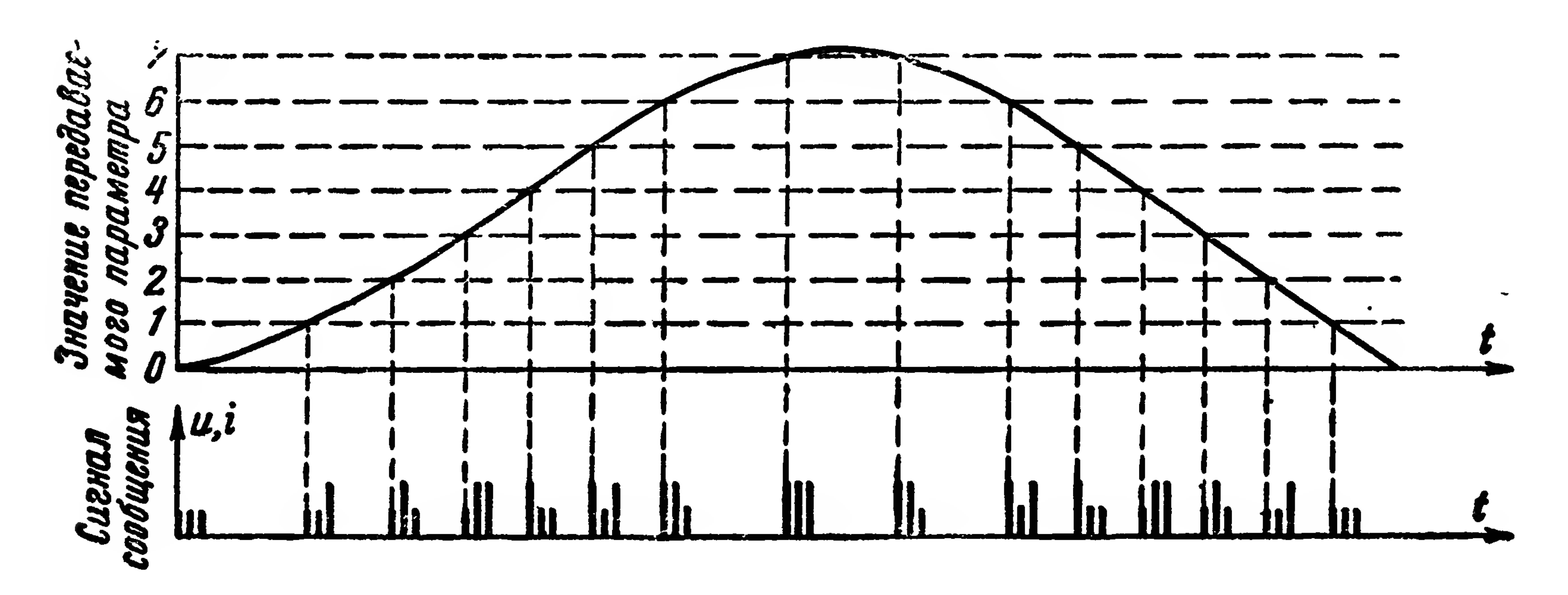


Рис. 2-30. Пример построения сигнала сообщения для передачи значения плавно изменяющегося параметра при комбинационно-распределительном методе различения.

ния. При $n_а=3$ и $k=2$ (двоичный код) число передаваемых уровней $m=2^3=8$. Кодовым признаком является амплитуда токовых посылок. Коды сигналов различных сообщений строятся согласно табл. 2-1. Кодовые группы передаются по мере изменения значения передаваемого параметра, т. е. когда последний, увеличиваясь или уменьшаясь, проходит некоторый уровень.

2-5. Методы разделения каналов сообщений

а) Общие сведения

Задача разделения каналов сообщений (см. § 1-3в) близка к задачам селекции сигналов, но имеет две существенные особенности:

1. Необходимо обеспечить возможность практически одновременной и независимой передачи нескольких сообщений, определяющих воздействие на различные исполнительные цепи или фиксируемых различными индикаторами контролируемых параметров.

2. В каждом канале сообщения возможны выбор (однозначное воздействие) различных исполнительных цепей и передача различных воздействий на одну и ту же исполнительную цепь.

Последнее означает, что структура сигналов, передаваемых по каждому каналу сообщения, должна в свою очередь обеспечивать возможность селекции и различения сигналов сообщений данного канала.

Разделение каналов сообщений достигается путем формирования специальных структур сигналов кодирующим и передающим устройствами и различными способами разделения этих сигналов приемным и декодирующим устройствами.

На рис. 2-31 приведена блок-схема линии передачи сообщений с несколькими каналами сообщений. Данная линия состоит из кодирующих и декодирующих устройств отдельных каналов, кодирующего и декодирующего устройств суммарного сигнала сообщения и канала связи.

Кодирующие устройства отдельных каналов формируют сигналы сообщения этих каналов точно так же, как это делает кодирующее устройство системы телеуправления или телеконтроля с одним каналом сообщения.

Сигналы сообщения отдельных каналов поступают на входные цепи кодирующего устройства суммарного сигнала сообщения. Для этого устройства сигналы отдельных каналов играют такую же роль, как и воздействия первичных преобразователей для кодирующих устройств отдельных каналов.

Кодирующее устройство суммарного сигнала сообщения формирует на выходе суммарный сигнал сообщения, удобный для передачи по одному каналу связи.

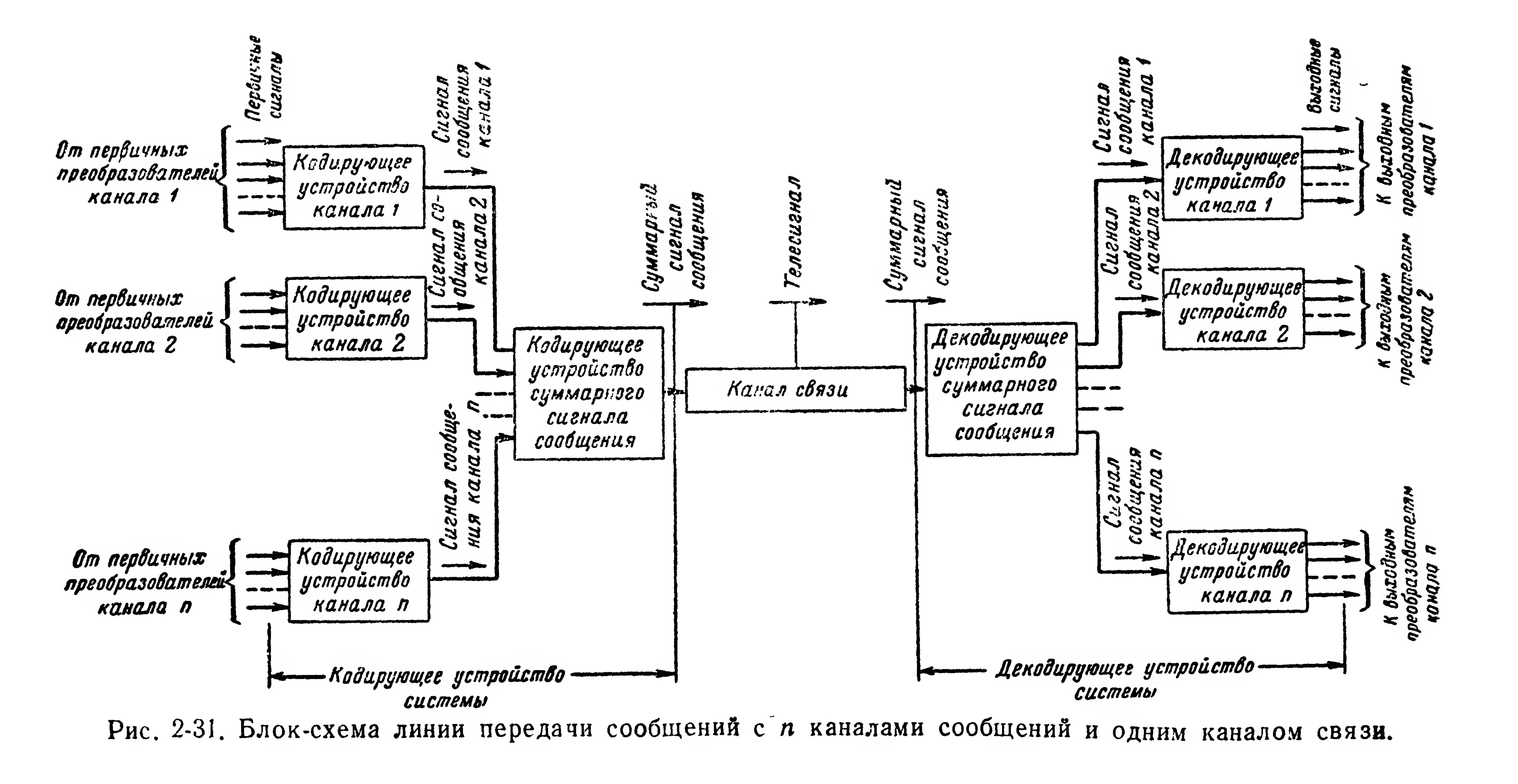


Рис. 2-31. Блок-схема линии передачи сообщений с n каналами сообщений и одним каналом связи.

Декодирующее устройство суммарного сигнала сообщения разделяет сигналы сообщения отдельных каналов так, что они поступают на вход соответствующих декодирующих устройств.

Декодирующее устройство каждого канала в соответствии с сигналом сообщения, поступающим на его вход, выбирает ту или иную исполнительную цепь и обусловливает необходимое изменение напряжения или тока в этой цепи.

Таким образом, в рассматриваемой линии селекция сигналов производится двумя ступенями: в кодирующем устройстве системы вначале формируются сигналы сообщения отдельных каналов, а затем суммарный сигнал сообщения; в декодирующем устройстве системы вначале производится селекция суммарного сигнала сообщения, а затем селекция или различение сигналов сообщений каждого канала. Этот принцип может быть распространен и на большее число ступеней. Так, например, при использовании трех ступеней в кодирующем устройстве системы вначале могут формироваться сигналы сообщения отдельных каналов, затем суммарные сигналы сообщения отдельных групп каналов и, наконец, суммарный сигнал сообщения системы. В декодирующем устройстве системы в этом случае вначале будет производиться селекция суммарного сигнала сообщения системы, затем селекция суммарных сигналов сообщения отдельных групп каналов и, наконец, селекция и различение сигналов сообщений отдельных каналов.

Возможно также использование систем, у которых, например, одна часть сигналов сообщений селектируется в три ступени, а другая — в две. Для разделения каналов сообщений или групп таких каналов принципиально могут использоваться одни и те же методы, поэтому при дальнейшем рассмотрении мы будем иметь в виду схему на рис. 2-31.

Возможны различные методы разделения каналов сообщений. В настоящее время практическое применение получили следующие основные методы: частотный; временной; комбинационный и комбинационно-временной.

б) Частотный метод разделения каналов

При частотном методе разделения каналов сообщений каждому каналу отводится некоторая полоса частот. В этом случае суммарный сигнал сообщения содержит

несколько синусоидальных колебаний, называемых поднесущими, число которых равно числу каналов сообщений системы. Каждая поднесущая модулируется по амплитуде, частоте или фазе. Закон модуляции определяется сигналом сообщения соответствующего канала. Как известно, при модуляции синусоидальных колебаний образуется спектр частот, ширина которого зависит от вида модуляции и ширины спектра модулирующего сигнала.

При частотном разделении каналов параметры системы выбирают таким образом, чтобы спектры отдельных каналов не перекрывались.

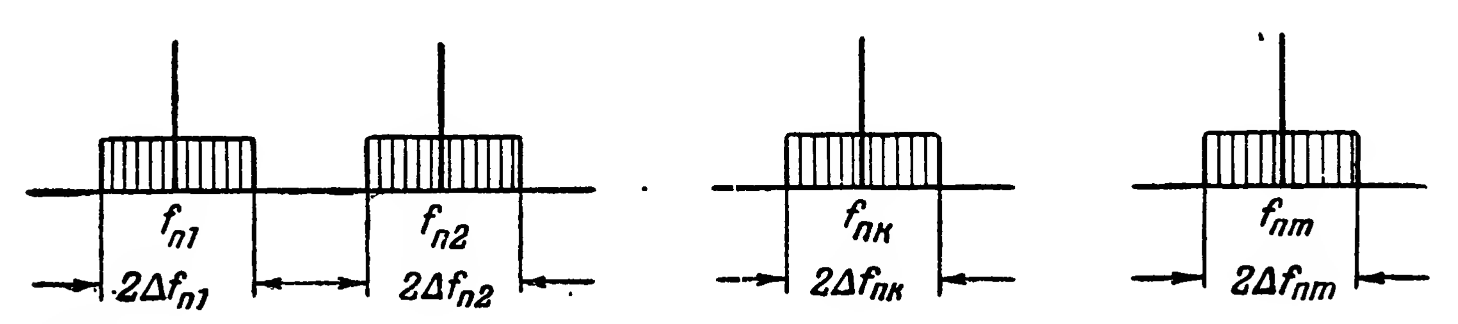


Рис. 2-32. Распределение спектров частот сигналов отдельных каналов в суммарном сигнале сообщения при частотном разделении каналов.

На рис. 2-32 схематически представлено распределение спектров частот сигналов отдельных каналов в суммарном сигнале сообщения. В данном случае $f_{п.k}$ — частота поднесущей канала k ($k = 1, 2, \ldots, m$), а $2\Delta f_{п.k}$ — ширина спектра частот, образуемых при модуляции поднесущей канала k, т. е. ширина спектра частот канала k в суммарном сигнале сообщения.

При частотном разделении каналов кодирующее устройство суммарного сигнала сообщения содержит генераторы поднесущих, модуляторы этих генераторов и схему суммирования колебаний отдельных генераторов. Декодирующее устройство суммарного сигнала сообщения содержит фильтры (частотные дешифраторы) и демодуляторы (детекторы).

На рис. 2-33 приведена блок-схема устройств, обеспечивающих разделение трех каналов сообщения по частотному методу. В данной схеме:

$Г_1$, $Г_2$ и $Г_3$ — генераторы поднесущих $f_{п1}$, $f_{п2}$ и $f_{п3}$;

$М_1$, $М_2$ и $М_3$ — модуляторы этих генераторов;

Σ — схема суммирования колебаний отдельных генераторов;

$Ф_1$, $Ф_2$ и $Ф_3$ — фильтры, пропускающие соответственно лишь частоты, близкие к $f_{п1}$, $f_{п2}$ и $f_{п3}$;
$Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$ — демодуляторы (детекторы).

Частотное разделение применяется при небольшом числе каналов сообщения.

Увеличение числа каналов ограничивается в основном сильным возрастанием взаимного влияния отдельных каналов вследствие образования в нелинейных элементах

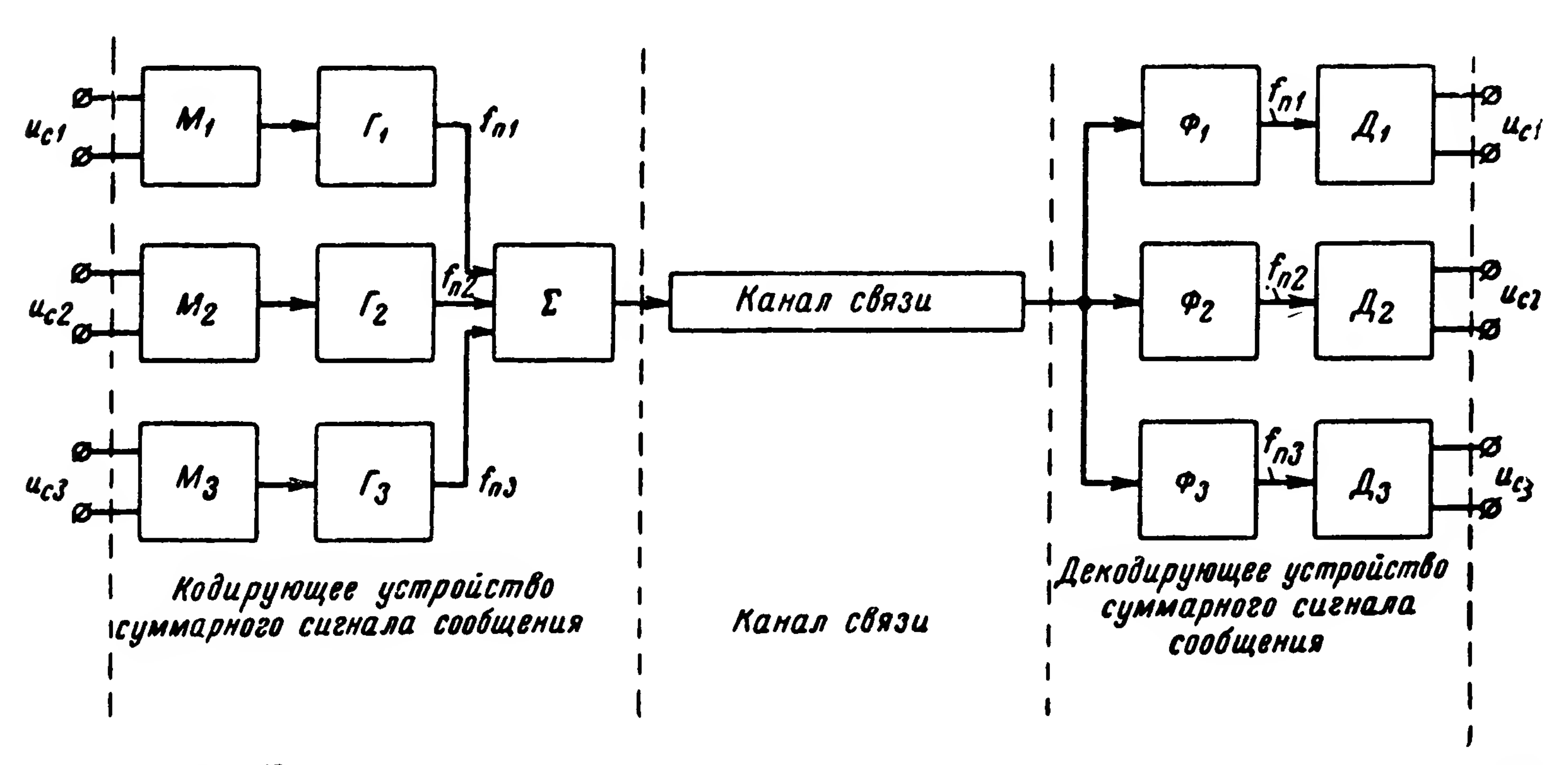


Рис. 2-33. Блок-схема многоканальной линии передачи сообщений с частотным разделением каналов.

системы большого числа гармонических и комбинационных частот.

Достоинством частотного разделения является возможность передачи по отдельным каналам сигналов сообщений, содержащих сравнительно широкий спектр частот. Это позволяет уменьшить время передачи сообщений или непрерывно передавать значения быстро изменяющихся параметров.

Недостатками частотного разделения являются ограниченное число каналов, громоздкость аппаратуры (генераторы, фильтры).

в) Временнóе разделение каналов

При временнóм разделении каждому каналу сообщения периодически предоставляется определенный интервал времени, в течение которого осуществляется передача элемента сигнала сообщения данного канала.

В данном случае и в последующем под элементом сигнала будем понимать часть сигнала, имеющую определенную структуру. Это может быть часть посылки, одна посылка или кодовая группа.

На рис. 2-34 приведен пример графиков, поясняющих временно́е разделение двух каналов сообщения. При этом

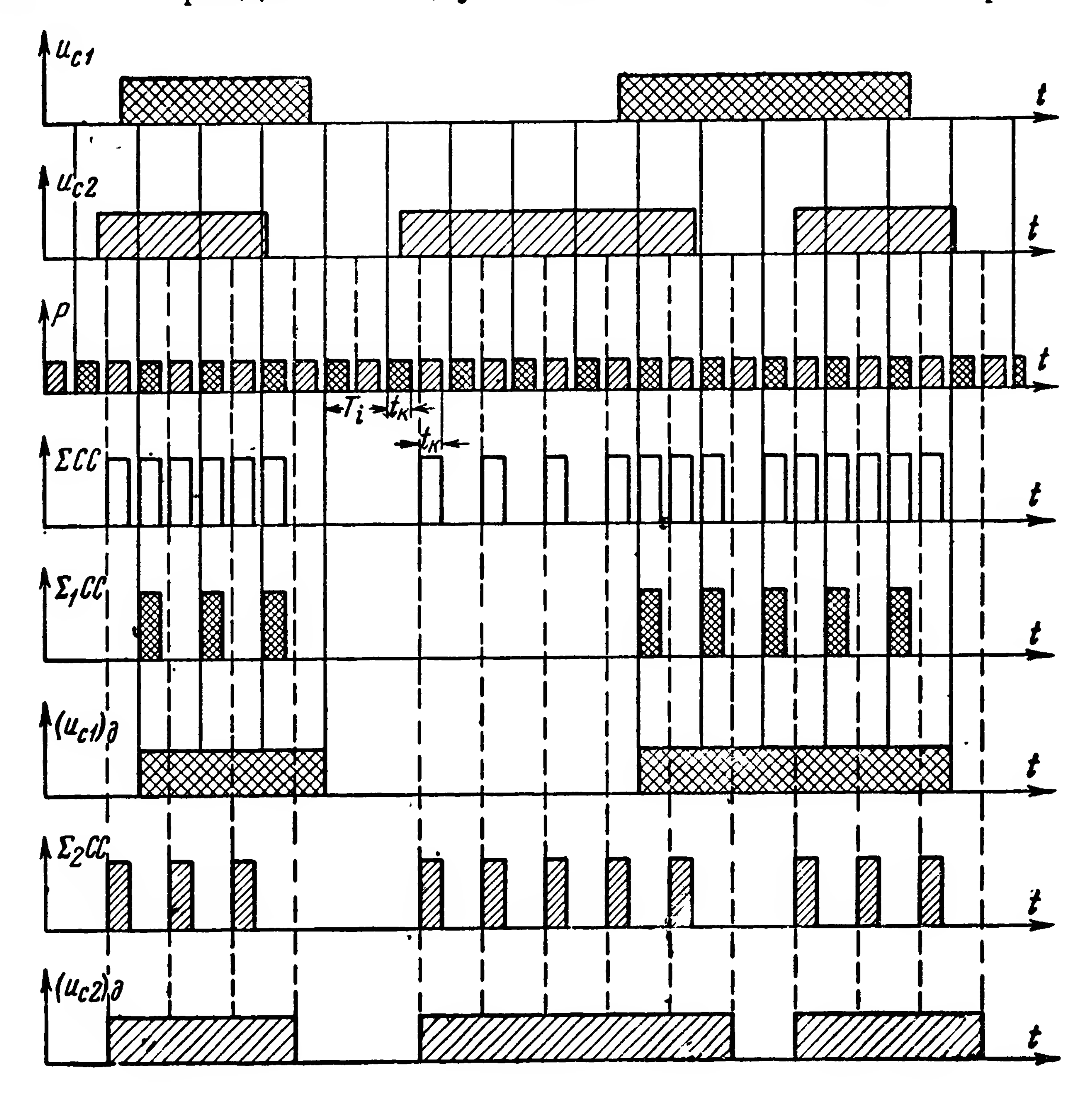


Рис. 2-34. Пример построения суммарного сигнала сообщения и разделения этого сигнала при временно́м разделении двух каналов.

u_{c1} и u_{c2} — сигналы сообщения каналов *1* и *2*. На графике P показано распределение времени передачи и приема элементов сигналов отдельных каналов. Отрезки времени, предоставляемые каналу *1*, отмечены двойной штриховкой, а каналу *2* — одинарной. Как видно, каждому каналу периодически, через время T_i, предоставляется некоторый отрезок времени t_k для передачи элемента сигнала этого канала. Частота $F_i = \frac{1}{T_i}$ называется тактовой.

На графике ΣCC показан суммарный сигнал сообщения, формируемый соответствующим кодирующим устройством. Этот сигнал формируется таким образом, что если, например, в течение данного отрезка времени t_k, предоставляемого каналу *1* или каналу *2*, напряжение u_{c1} или u_{c2} конечно (передается импульс), то в суммарном сигнале сообшения формируется импульс, если же u_{c1} или u_{c2} равно нулю, то и в суммарном сигнале сообщения напряжение равно нулю.

Декодирующее устройство суммарного сигнала сообщения разделяет этот сигнал на части, принадлежащие различным каналам.

На графиках показаны: $\Sigma_1 CC$ — часть суммарного сигнала сообщения, принадлежащая каналу *1*,и $\Sigma_2 CC$ — часть, принадлежащая каналу *2*. Эти части сигналов в последующем демодулируются в изменения напряжений$(u_{c1})д$ и $(u_{c2})д$, которые с некоторым искажением воспроизводят сигналы сообщения отдельных каналов, т. е. u_{c1} и u_{c2}. Указанное искажение состоит в том, что длительность импульсов $(u_{c1})д$ и $(u_{c2})д$ может немного отличаться от длительности соответствующих импульсов u_{c1} и u_{c2}. Нетрудно видеть, что это искажение будет тем меньше, чем меньше T_i, т. е. чем выше тактовая частота F_i. С уменьшением T_i уменьшается и канальное время t_k и, следовательно, должна быть уменьшена длительность импульсов суммарного сигнала сообщения ΣCC. Для передачи более коротких импульсов необходимо иметь канал связи с большей полосой пропускания, т. е. с большей пропускной способностью. По таким же причинам потребуется увеличение полосы пропускания канала связи при увеличении числа каналов сообщений.

Распределение времени для передачи и приема элементов сигналов различных каналов (график *P*) осуществляется с помощью распределителей. Таким образом, временнóе разделение каналов сообщений достигается прежде всего путем использования синфазной работы распределителей в кодирующем и декодирующем устройствах суммарного сигнала сообщения.

Для случая, показанного на рис. 2-34, передача значений u_{c1} и u_{c2} в представляемые им отрезки времени $t_к$ производится путем изменения амплитуды импульсов сум-

марного сигнала сообщения. Поскольку напряжения u_{c1} и u_{c2} имеют лишь два разных значения: нуль и конечное, то и амплитуды соответствующих импульсов суммарного сигнала сообщения ΣCC имеют лишь два различных значения: нуль и конечное.

Если бы напряжения u_{c1} и u_{c2} изменялись по некоторому другому закону, например были бы синусоидальными, то можно было бы установить прямую пропорцио-

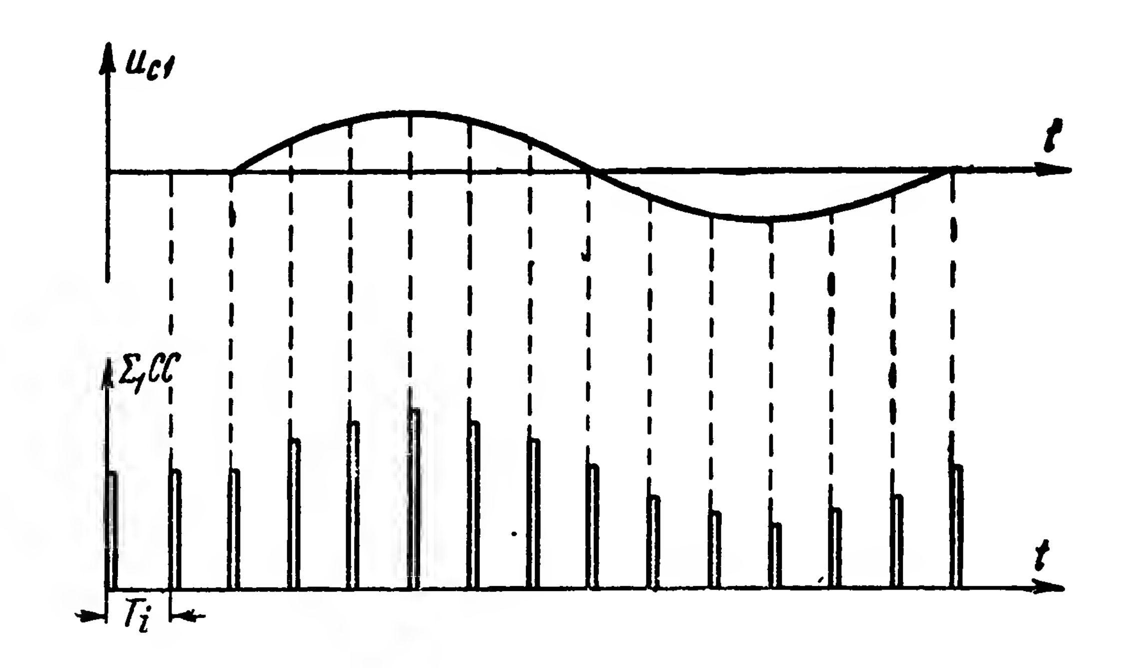


Рис. 2-35. Сигнал сообщения одного канала u_{c1} и часть суммарного сигнала сообщения $\Sigma_1 CC$, обеспечивающая передачу u_{c1} в системе с временны́м разделением каналов при использовании амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) суммарного сигнала сообщения.

нальность амплитуды импульсов суммарного сигнала сообщения ΣCC величинам u_{c1} и u_{c2}.

Это обеспечило бы передачу с некоторым искажением законов непрерывного (плавного) изменения u_{c1} и u_{c2}.

На рис. 2-35 приведены примеры графиков непрерывного изменения величины u_{c1} и соответствующей части суммарного сигнала сообщения $\Sigma_1 CC$. Как известно, формирование сигналов вида $\Sigma_1 CC$ на рис. 2-35 называется амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ).

Сигнал вида $\Sigma_1 CC$ с помощью амплитудно-импульсных демодуляторов может быть в декодирующем устройстве вновь преобразован в сигнал вида u_{c1}.

Использование амплитудных признаков элементов суммарного сигнала сообщения для передачи различных значений напряжения сигналов отдельных каналов сообщения (u_{c1}, и u_{c2}) при временно́м разделении их вовсе не обязательно.

Для передачи значения величины напряжения u_{ci} сигнала сообщения канала i во время предоставляемого ему канального промежутка $t_к$ могут использоваться все методы различения сигналов сообщений, рассмотренные в § 2-4. При использовании того или иного метода различения сигналов сообщений должны будут применяться и соответствующие методы импульсной модуляции сигналов.

На рис. 2-36 приведен пример схемы устройств, обеспечивающих временно́е разделение пяти каналов. Кодирую-

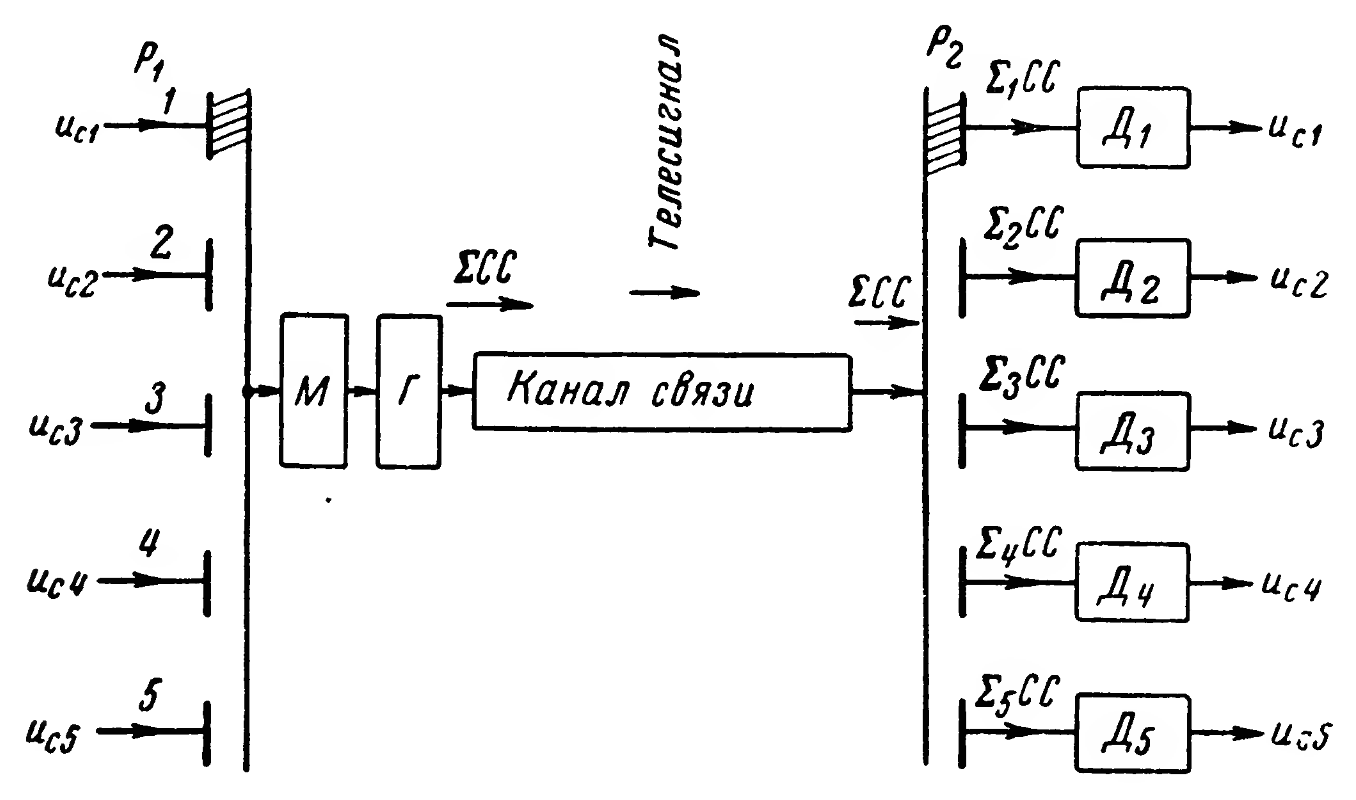


Рис. 2-36. Пример функциональной схемы многоканальной линии передачи сообщений с временны́м разделением каналов.

щее устройство суммарного сигнала сообщения содержит распределитель P_1, модулятор M и генератор импульсов $Г$, а декодирующее устройство—распределитель P_2 и демодуляторы $Д_1 — Д_5$.

Синфазная работа распределителей P_1 и P_2 обеспечивает такой порядок, что если в данный момент к модулятору M подключено напряжение u_{ci} канала сообщения i, то к выходу канала связи подключен демодулятор $Д_i$ этого же канала сообщения.

На рис. 2-37 приведены примеры графиков изменения напряжения сигнала сообщения u_{c1} канала 1 и часть суммарного сигнала сообщения, принадлежащая этому каналу $\Sigma_1 CC$. В этом примере используется различение величины u_{c1} по методу изменения длительностей посылок τ. В соответствии с этим применяется модуляция периодически передаваемых импульсов по длительности

ДИМ). Демодулятор $Д_1$ обеспечивает преобразование сигнала вида $\Sigma_1 CC$ в сигнал вида u_{c1}.

Временно́е разделение каналов сообщений имеет следующие преимущества:

а) Возможность создания большого числа каналов сообщений при одном канале связи.

б) При большом числе каналов сообщений аппаратура получается более простой, чем в случае частотного разделения каналов.

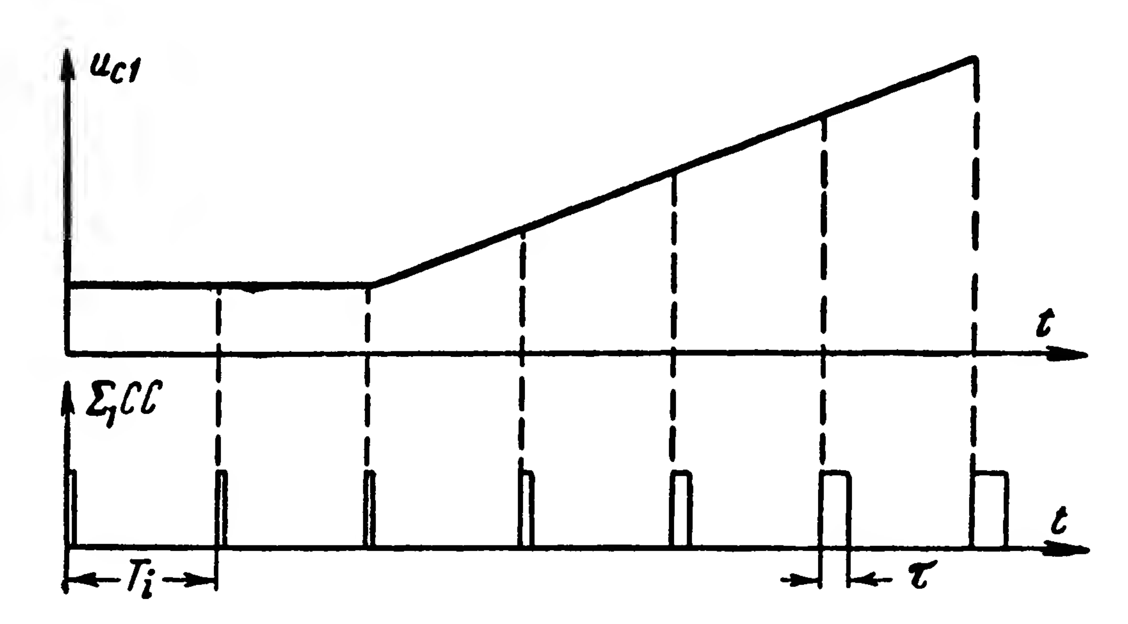


Рис. 2-37. Сигнал сообщения одного канала u_{c1} и часть суммарного сигнала сообщения $\Sigma_1 CC$, обеспечивающая передачу u_{c1} в системе с временным разделением каналов при модуляции суммарного сигнала сообщения по длительности импульсов (ДИМ).

Недостатки временно́го разделения каналов сообщений связаны с необходимостью обеспечения синфазной работы распределителей, при которой требуются дополнительная аппаратура и передача дополнительных сигналов. Вследствие этого при малом числе каналов связи временно́е разделение становится неэффективным. Кроме того, возможность нарушения синфазной работы распределителей под действием помех или других факторов приводит к уменьшению надежности работы системы.

г) Комбинационное разделение каналов

При комбинационном разделении каналов каждой совокупности признаков посылок сигналов сообщений, передаваемых одновременно по различным каналам, соответствует определенный признак элемента суммарного сигнала сообщения.

Для получения необходимой наглядности рассмотрим построение суммарного сигнала сообщения на примере разделения двух каналов сообщения по комбинационному методу.

Допустим, что напряжения сигналов сообщений отдельных каналов u_{c1} и u_{c2} могут принимать лишь два различных значения: 0 и 1. Тогда при одновременной и независимой передаче различных сигналов по каналам *1* и *2* возможны лишь четыре различные комбинации величин u_{c1} и u_{c2}, указанные в табл. 2-2.

Таблица 2-2

Напряжение сигналов сообщений каналов		Значение суммарного сообщения
u_{c_1}	u_{c_2}	
0	0	C_0
1	0	C_1
0	1	C_2
1	1	C_3

В каждый данный момент образуется одна из указанных комбинаций, через некоторое время — другая и т. д.

Для передачи текущих значений комбинаций величин u_{c1} и u_{c2} могут быть использованы все методы построения различных структур сигналов сообщений, рассмотренные в § 2-3. Очевидно, что в данном примере потребуется обеспечить передачу четырех различных значений суммарного сообщения: C_0, C_1, C_2 и C_3.

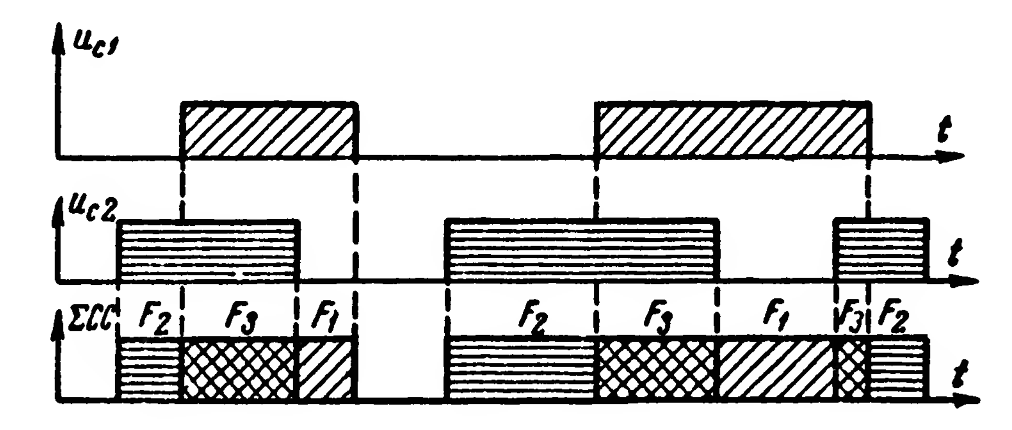


Рис. 2-38. Построение суммарного сигнала сообщения с амплитудными и частотными признаками при комбинационном разделении двух каналов.

На рис. 2-38 приведены графики, иллюстрирующие построение суммарного сигнала сообщения ΣCC таким образом, что значение C_0 передается отсутствием напряжения или тока (пауза), значения C_1, C_2 и C_3 — соответственно посылками с частотами F_1, F_2 и F_3.

На рис. 2-39 и 2-40 приведены примеры схем кодирующего и декодирующего устройств суммарного сигнала сообщения, обеспечивающих формирование и разделение

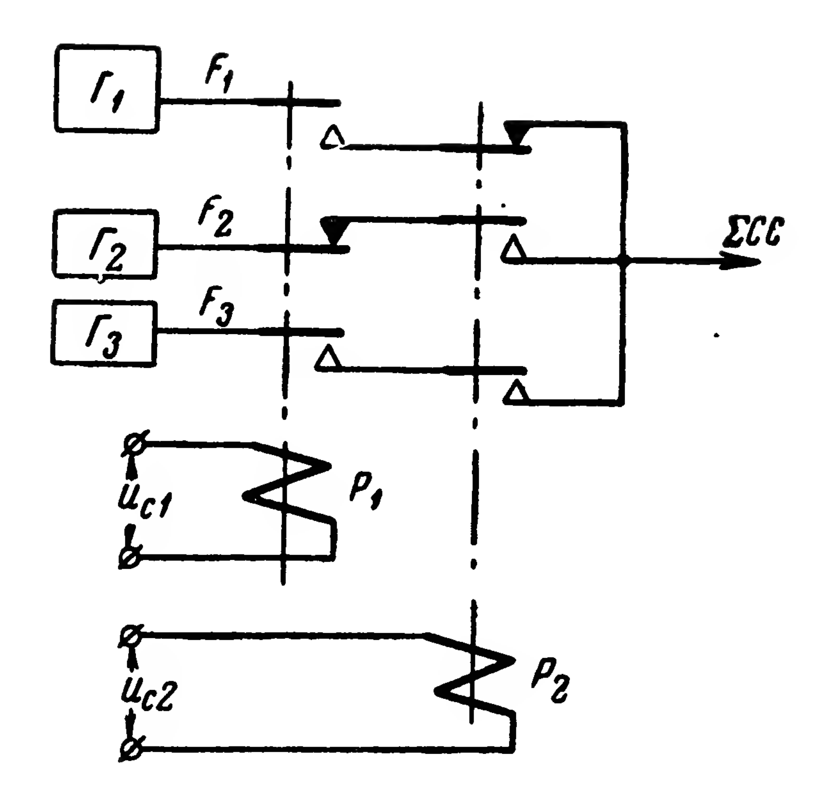


Рис. 2-39. Схема кодирующего устройства суммарного сигнала сообщения системы с комбинационным разделением двух каналов при использовании амплитудных и частотных признаков.

суммарного сигнала сообщения ΣCC, показанного на рис. 2-38.

Напряжения сигналов сообщений отдельных каналов подводятся к обмоткам реле P_1 и P_2 (рис. 2-39). Подключение генераторов $Г_1$, $Г_2$ и $Г_3$ к выходу схемы ΣCC определяется положением реле P_1 и P_2. Так, например, если реле P_1 и P_2 находятся в положении покоя, то напряжение ΣCC на выходе схемы равно нулю. Если реле P_1 находится в рабочем положении, а реле P_2 — в положении покоя, то к выходу схемы подключен генератор $Г_1$, и т. д.

В декодирующем устройстве рис. 2-40 используются фильтры $Ф_1$,$Ф_2$ и $Ф_3$, пропускающие соответственно колебания с частотами F_1, F_2 и F_3, схемы выпрямления и реле P_1 — P_3.

Нетрудно убедиться в том, что если в общем случае

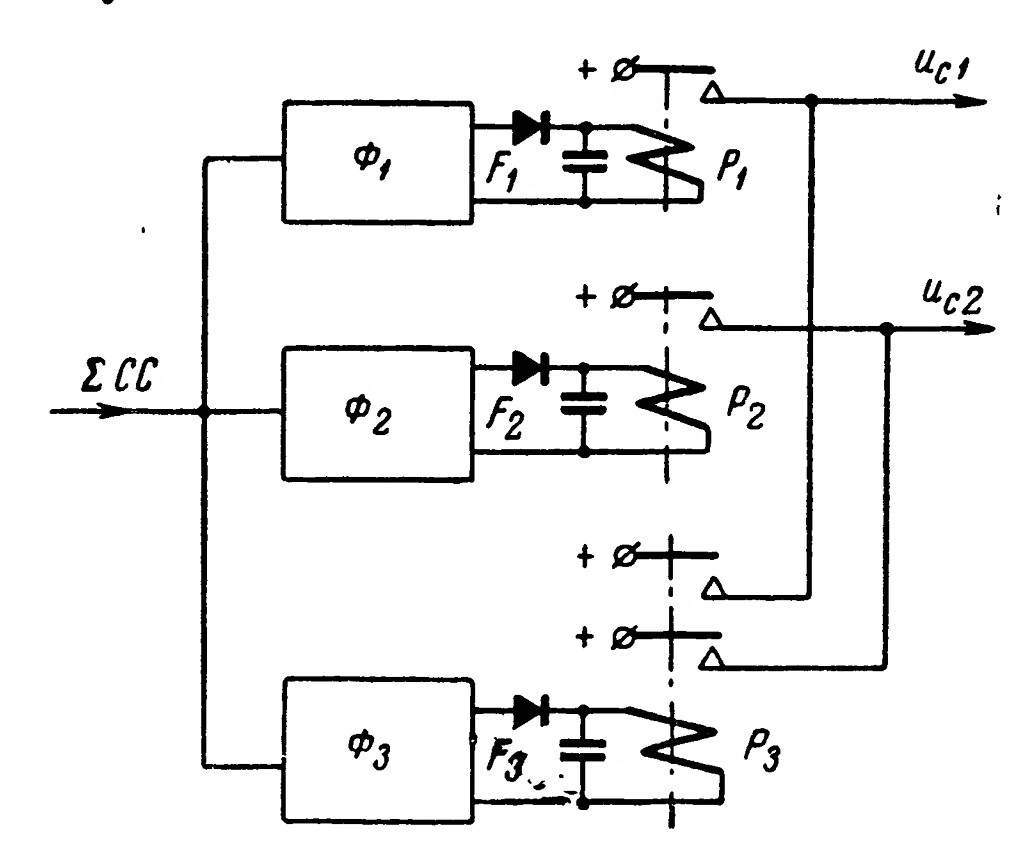


Рис. 2-40. Схема декодирующего устройства суммарного сигнала сообщения системы с комбинационным разделением двух каналов при использовании амплитудных и частотных признаков.

в канале сообщения i необходимо передать k различных значений напряжения u_{ci}, а число каналов равно n, то число различных значений суммарного сигнала сообщения (число комбинаций величин u_{c_1}, $u_{c_2} \dots u_{cn}$) равно

$$m_{\Sigma} = k^n. \qquad (2\text{-}12)$$

С увеличением m_{Σ} кодирующее и декодирующее устройства суммарного сигнала сообщения сильно усложняются. По этой причине комбинационное разделение каналов сообщений используется лишь при весьма малом числе каналов (два — три).

Комбинационное разделение каналов имеет следующие преимущества:

1. Не требуется обеспечения синфазного движения распределителей, как это имеет место при временно́м разделении.

2. Уменьшаются взаимные влияния отдельных каналов сообщений, обусловленные нелинейными элементами, по сравнению с тем, что имеет место при частотном разделении каналов. Это позволяет уменьшить полосу частот пропускания канала связи.

3. Передатчик канала связи используется лучше, чем при частотном разделении, так как в каждый данный момент он модулируется одной частотой.

Существенным недостатком комбинационного разделения каналов являются большая сложность и громоздкость кодирующих и декодирующих устройств. Так, например, в схемах на рис. 2-39 и 2-40 для разделения двух каналов используются три генератора и три фильтра, в то время как при частотном разделении достаточно двух таких устройств. Эта разница становится особенно большой с увеличением числа каналов сообщений.

д) Комбинационно-временно́е разделение каналов сообщений

При комбинационно-временно́м разделении каналов сообщений, так же как и при временно́м, каждому каналу периодически предоставляется определенный интервал времени, в течение которого производится передача элемента сигнала сообщения этого канала. Но при комбинационно-временно́м разделении элемент сигнала сообщения каждого канала, помимо отличия во временно́м положении, имеет некоторое дополнительное кодовое отличие от элементов сигналов сообщений других каналов. Такое разделение каналов называют также кодовым.

В табл. 2-3 приведены примеры элементов сигналов сообщений трех каналов. В данном случае значение напряжения u_{ci} сигнала сообщения в канале i передается путем установки соответствующего интервала времени $\Delta_i t$ между уширенными импульсами A и B ($\Delta_i t$ отсчитывается по положению задних фронтов импульсов).

Таблица 2-3

Номер канала i	Сигнал сообщения канала u_{ci}	Элемент сигнала этого канала в суммарном сигнале сообщения (элемент $\Sigma_i CC$)
1	u_{c1}, t, t_1	A, B, t, t_1, $\Delta_1 t$
2	u_{c2}, t, t_2	A, B, t, t_2, $\Delta_2 t$
3	u_{c3}, t, t_3	A, B, t, t_3, $\Delta_3 t$

Если импульс A назовем опорным, а B — основным, то можно сказать, что в данном случае для передачи величины u_{ci} в каждом канале используется фазовый метод различения.

Для обозначения принадлежности элемента сигнала тому или иному каналу перед уширенным импульсом A передаются импульсы меньшей длительности. Элемент сигнала принадлежности в данном случае строится по комбинационно-распределительному методу с двоичным кодом. Кодовым признаком является амплитуда токовых посылок меньшей длительности, которая может иметь два значения: конечное и нулевое.

На рис. 2-41 приведен временной график суммарного сигнала сообщения ΣCC, образуемого из элементов $\Sigma_i CC$ табл. 2-3.

На рис. 2-42 приведена блок-схема устройств, обеспечивающих комбинационно-временное разделение трех каналов. Кодирующие устройства $КУ\ \Sigma_1 CC$, $КУ\ \Sigma_2 CC$ и $КУ\ \Sigma_3 CC$ обеспечивают формирование элементов сигналов каналов 1, 2

и 3 в суммарном сигнале сообщения в соответствии с подаваемыми на их вход напряжениями u_{c_1}, u_{c_2} и u_{c_3}. Очередность формирования этих элементов сигнала и длительность отрезка времени $t_к$, предоставляемого каждому каналу, определяются распределителем P. В данном примере формирование элемента сигнала кодирующим устройством

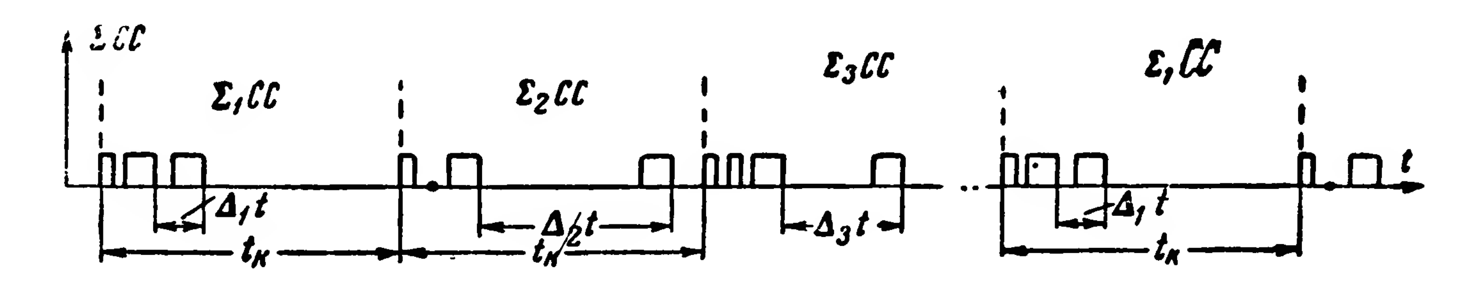


Рис. 2-41. Пример построения суммарного сигнала сообщения при комбинационно-временнóм разделении каналов.

$\Sigma_i СС$ происходит, когда к одной из его цепей подключается распределителем напряжение $u_р$.

Декодирующие устройства *ДУ* $\Sigma_1 СС$, *ДУ* $\Sigma_2 СС$ и *ДУ* $\Sigma_3 СС$ обеспечивают разделение и преобразование сигналов сообщений соответствующих каналов.

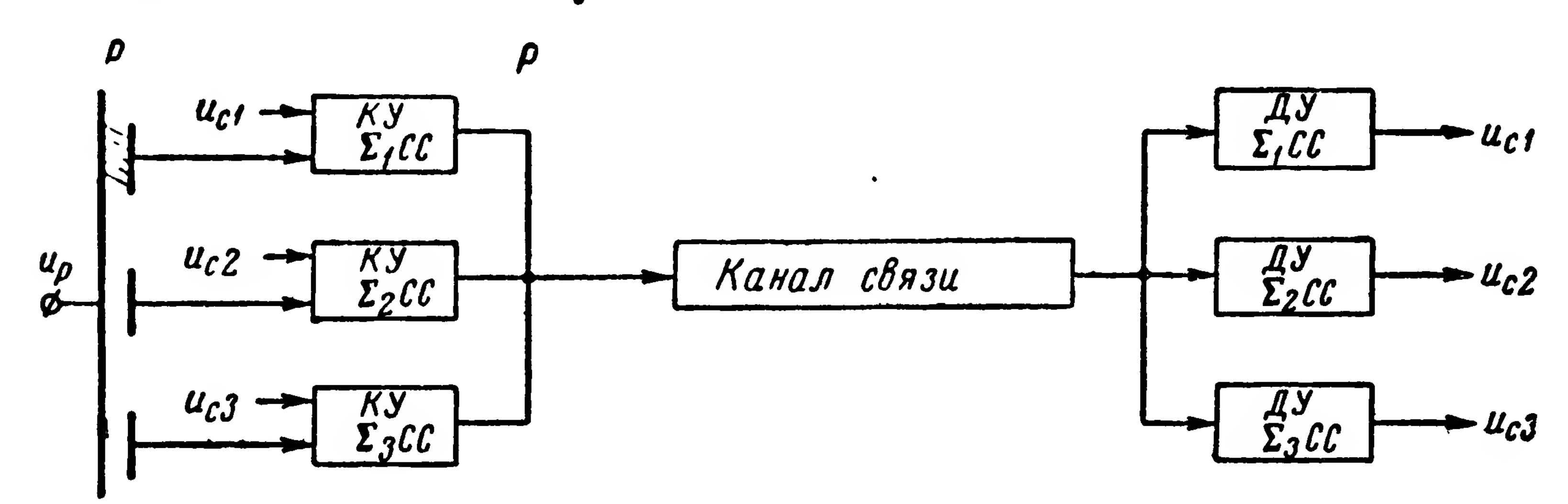


Рис. 2-42. Функциональная схема многоканальной линии передачи сообщений с комбинационно-временны́м разделением каналов.

Очевидно, что для построения различных структур элементов сигналов отдельных каналов сообщений в суммарном сигнале могут быть использованы все методы построения структур сигналов, передаваемых по одному каналу связи, рассмотренные в § 2-3 и 2-4.

В общем случае эти элементы сигналов будут отличаться друг от друга комбинацией значений некоторого числа кодовых признаков.

Как видно, наличие дополнительных кодовых отличий в элементах сигналов отдельных каналов в суммарном

сигнале сообщения позволяет обойтись без распределителя в декодирующем устройстве суммарного сигнала и, следовательно, не заботиться о синфазности распределителей. Это обеспечивает повышение надежности работы всей системы и является существенным преимуществом комбинационно-временного разделения каналов сообщений.

Недостатками комбинационно-временного разделения каналов сообщений являются усложнение и удорожание аппаратуры кодирующих и декодирующих устройств по сравнению с временным методом разделения.

2-6. Составные части кодирующих и декодирующих устройств

а) Составные части кодирующего устройства

Кодирующее устройство (см. § 1-2,*а*) обеспечивает преобразование изменений напряжений в его входных цепях (первичных сигналов) в соответствующие сигналы сообщения, подаваемые на вход канала связи. Это преобра-

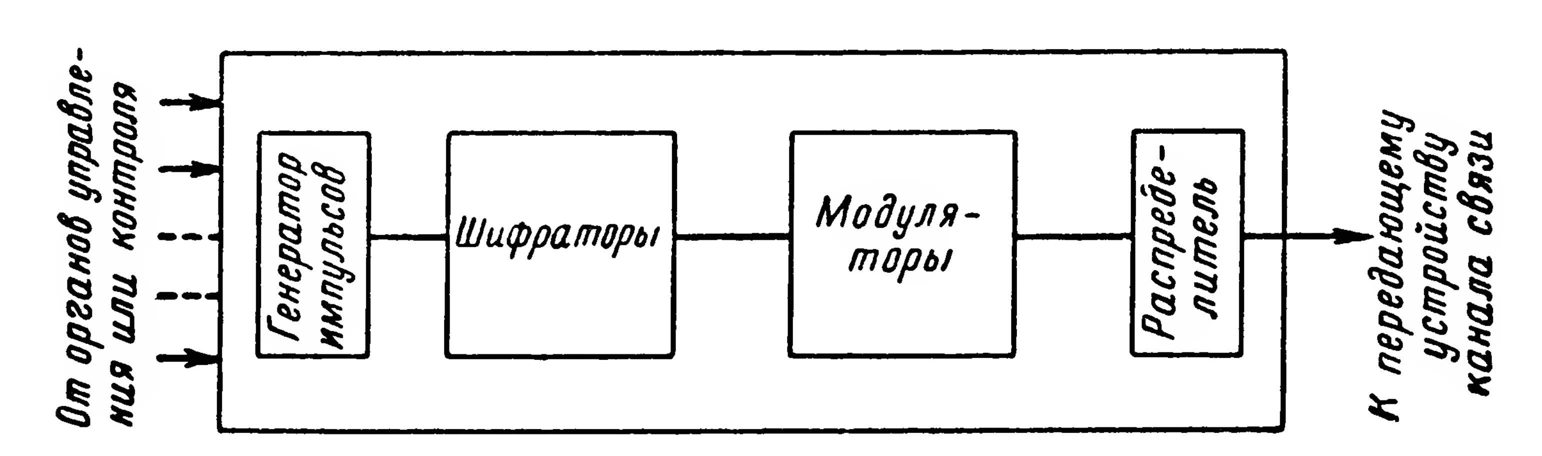


Рис. 2-43. Блок-схема кодирующего устройства систем телеуправления и телеконтроля.

зование производится с помощью следующих основных частей: генераторов импульсов, шифраторов, модуляторов и распределителя (рис. 2-43).

Генератор импульсов образует периодические колебания (синусоидальные или последовательность однополярных импульсов), необходимые для формирования сигнала сообщения.

Шифратор обеспечивает придание сигналу сообщения тех или иных характерных признаков, значения которых могут быть изменены путем воздействия на различные цепи его, замены элементов или изменения их положения.

По виду придаваемых сигналу признаков шифраторы разделяются на амплитудные, длительности посылок, частотные и др.

В качестве амплитудного шифратора может использоваться, например, потенциометрический делитель с переключателем (см. рис. 1-5).

Задачи частотных шифраторов могут выполнять различного рода умножители, частоты, делители и другие элементы.

Модулятор обеспечивает изменение тех или иных признаков сигнала сообщения в зависимости от величины напряжения (тока) на его входе. Модуляторы также могут быть различных видов: амплитудные, частотные (см., например, рис. 1-8), фазовые и др.

Распределитель (коммутатор) в кодирующем устройстве обеспечивает передачу по одному каналу связи сигнала, состоящего из поочередно передаваемых посылок, признаки которых определяются значениями напряжений (токов), действующих в различных цепях кодирующего устройства (см., например, рис. 2-23 и 2-27).

Для решения задач селекции сигналов используются генераторы, шифраторы и распределитель. Последний необходим в системах с распределительным или комбинационно-распределительным методами селекции.

Для решения задач различения сигналов необходимы также и модуляторы.

Шифраторы и модуляторы не являются существенно-различными элементами. Очень часто на основе того или иного модулятора может быть построен соответствующий шифратор, и наоборот.

Кроме этих основных элементов, кодирующее устройство может содержать еще большое число различных преобразователей сигнала и устройств формирования: усилители, ограничители амплитуд, дифференцирующие и интегрирующие цепи, преобразователи вида модуляции и другие элементы.

б) Составные части декодирующего устройства

Декодирующее устройство (см. § 1-2,*а*) обеспечивает разделение сигналов сообщений, воздействующих на различные выходные преобразователи, и в соответствии с пе-

редаваемыми сообщениями обеспечивает необходимые изменения напряжения (тока) в воспринимающих частях этих преобразователей.

Основными частями декодирующего устройства являются: распределитель, дешифраторы и демодуляторы (рис. 2-44).

Распределитель в декодирующем устройстве обеспечивает воздействие поочередно передаваемых по одному каналу связи посылок сигнала сообщения на различные цепи декодирующего устройства (см., например, рис. 2-23 и 2-27).

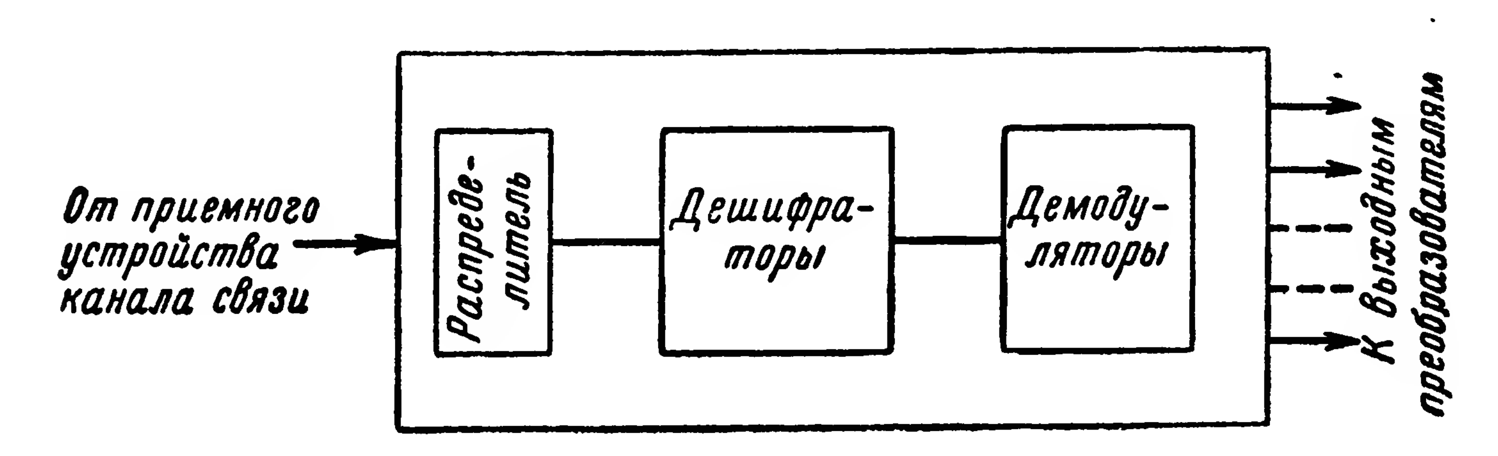


Рис. 2-44. Блок-схема декодирующего устройства систем телеуправления и телеконтроля.

Дешифратор контролирует те или иные характерные признаки сигнала сообщения и в зависимости от значений этих признаков воздействует на различные цепи декодирующего устройства.

По виду контролируемых признаков дешифраторы разделяются на амплитудные, длительность посылок, частотные и др.

В качестве амплитудных дешифраторов могут использоваться, например, реле с различными значениями напряжения (тока) срабатывания (см. рис. 1-5). Задачу частотных дешифраторов могут выполнять различного типа фильтры с подключенными к их выходу реле переменного напряжения (см. рис. 1-4).

Демодулятор выполняет преобразование сигнала сообщения таким образом, что напряжение (ток) на его выходе определяется значениями тех или иных характерных признаков этого сигнала.

Демодуляторы также разделяются на амплитудные, длительности посылок, частотные (см. рис. 1-8), фазовые и др. Легко видеть, что между демодуляторами и дешиф-

раторами имеется такая же связь, как и между модуляторами и шифраторами.

В декодирующих устройствах, выполняющих лишь задачу селекции сигналов, демодуляторы могут отсутствовать; такие устройства часто называют **селекторными**.

Кроме этих основных частей, в декодирующих устройствах также могут использоваться различного рода преобразователи и устройства формирования сигналов сообщений.

ЧАСТЬ II

ГЕНЕРАТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

Глава третья

РЕЛЕЙНЫЕ И МАГНИТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

3-1. Определения, назначение и классификация

В системах связи, телеуправления и телеконтроля генератором принято называть устройство, которое за счет энергии непериодического источника создает периодически изменяющееся электрическое напряжение (ток) или производит периодические замыкания и размыкания контактов. Генератор последнего вида часто называют манипулятором.

Подключая последовательно с периодически замыкающимися контактами источник питания с постоянным напряжением, можно получить генератор импульсов прямоугольной формы.

По форме генерирующих импульсов различают:

1) генераторы синусоидального напряжения (тока);

2) генераторы импульсов специальных форм.

Генераторы синусоидального напряжения (тока) образуют синусоидальные колебания определенной частоты. Генераторы импульсов специальных форм образуют колебания прямоугольной, пилообразной, экспоненциальной или какой-нибудь другой формы.

Колебания, форма которых такова, что в ней имеются скачки (разрывы непрерывности) тока или напряжения, называются разрывными или релаксационными (латинское слово *relaxo* означает «открываю»). Такие колебания могут быть получены с помощью релаксационных генераторов.

В настоящей главе и гл. 4 и 5 будут рассмотрены в основном лишь релаксационные генераторы импульсов

прямоугольной и близкой к ней форм, а также генераторы импульсов пилообразной формы. Такие формы импульсов применяются преимущественно в схемах кодирующих и декодирующих устройств. Некоторые специальные типы генераторов синусоидальных колебаний рассматриваются в гл. 15.

По типу элементов, с помощью которых строятся релаксационные генераторы, они разделяются на: релейные, магнитные, с ионными и электронными лампами и с механическими прерывателями.

Генераторы прямоугольных импульсов характеризуются: длительностью импульса $t_р$, длительностью паузы $t_п$, периодом $T = t_р + t_п$, частотой следования импульсов (частота колебаний) $f = \frac{1}{T}$, коэффициентом импульса $k_и = \frac{t_п}{t_р}$ или скважностью $Q = \frac{T}{t_р}$, а также стабильностью этих параметров.

Манипуляторы характеризуются аналогичными параметрами; при этом $t_р$ означает длительность замыкания контактов; $t_п$ — длительность размыкания контактов, а f — частоту манипуляции.

3-2. Релейные генераторы и генераторы с механическими прерывателями

а) Однорелейные генераторы

Релейными называют такие генераторы, работа которых основана на действии реле или взаимном воздействии нескольких контактных реле.

При этом периодическая работа схемы достигается путем введения обратной связи между цепью подключения питания к обмотке данного реле и цепью, образуемой в результате срабатывания или отпускания этого же реле или других реле, срабатывание или отпускание которых вызывается изменением состояния данного реле.

В зависимости от числа используемых реле генераторы могут быть одно-, двух- и многорелейными.

На рис. 3-1 и 3-2 приведены схемы однорелейных генераторов с электромагнитными реле.

С подключением источников питания генераторы начинают работать. При этом реле P периодически срабаты-

вают и отпускают, производя замыкание и размыкание контактов *1*, *2* и *3*, *4*.

У генератора на рис. 3-1 обмотка *Р* теряет питание вследствие разрыва ее цепи контактами *1*, *2* при срабатывании, а у генератора на рис. 3-2— вследствие шунтирования ее. Контакты *3*, *4* реле *Р* используются для периоди-

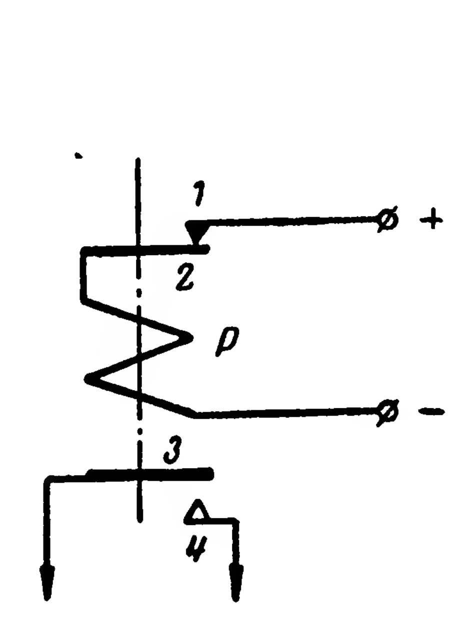


Рис. 3-1. Схема однорелейного генератора с разрывом цепи обмотки.

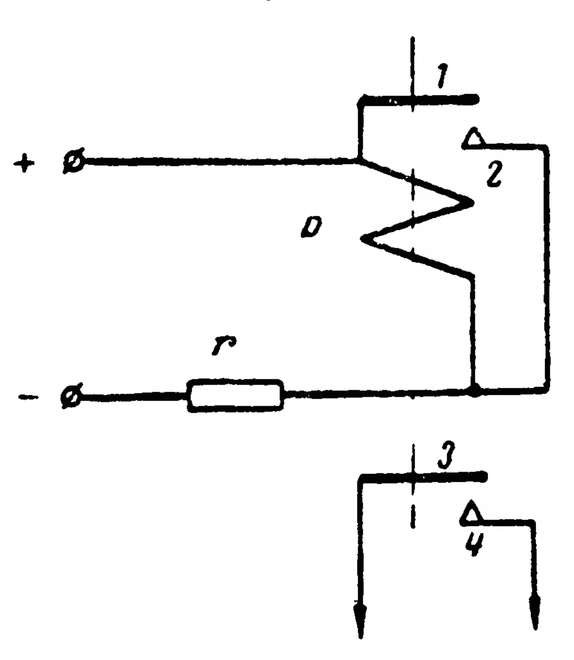


Рис. 3-2. Схема однорелейного генератора с шунтированием обмотки.

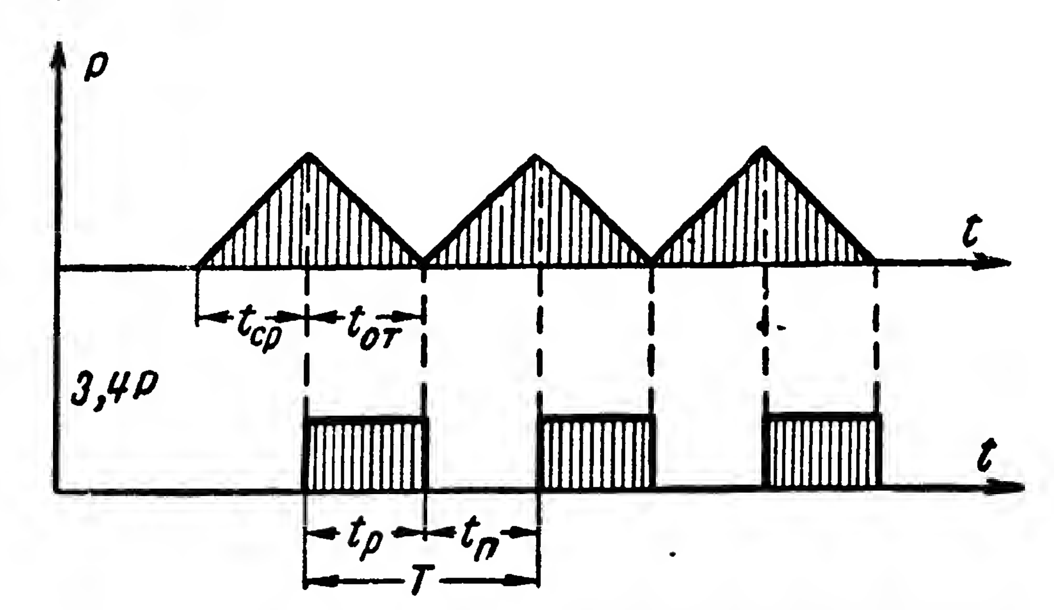


Рис. 3-3. Временной график работы однорелейного генератора.

ческих замыкания и размыкания какой-либо электрической цепи.

На рис. 3-3 приведен временной график работы однорелейного генератора; при этом:

$t_р$ — длительность замыкания контактов *3*, *4*;

$t_п$ — длительность размыкания контактов *3*, *4*;

T — период работы;

$t_{ср}$ — время срабатывания реле;

$t_{от}$ — время отпускания реле.

Как видно из графика, длительность замыкания контактов *3*, *4* $t_р = t_{от}$, а длительность размыкания $t_п = t_{ср}$. Период работы $T = t_р + t_п = t_{от} + t_{ср}$. Частота манипуляции $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{от} + t_{ср}}$.

Частота манипуляции однорелейного генератора мало стабильна, особенно у генератора, собранного по схеме на рис. 3-1, так как время отпускания реле в этом случае в значительной мере зависит от условий гашения дуги между контактами *1*, *2*.

б) Двухрелейные генераторы

На рис. 3-4 изображена схема двухрелейного генератора. Работа этого генератора происходит следующим образом: при отключенном источнике питания (контакты *К* разомкнуты) реле P_1 и P_2 находятся в состоянии покоя.

С замыканием контактов *К* получает питание и срабатывает реле P_1; при этом его контакты *1*, *2* и *3*, *4* замы-

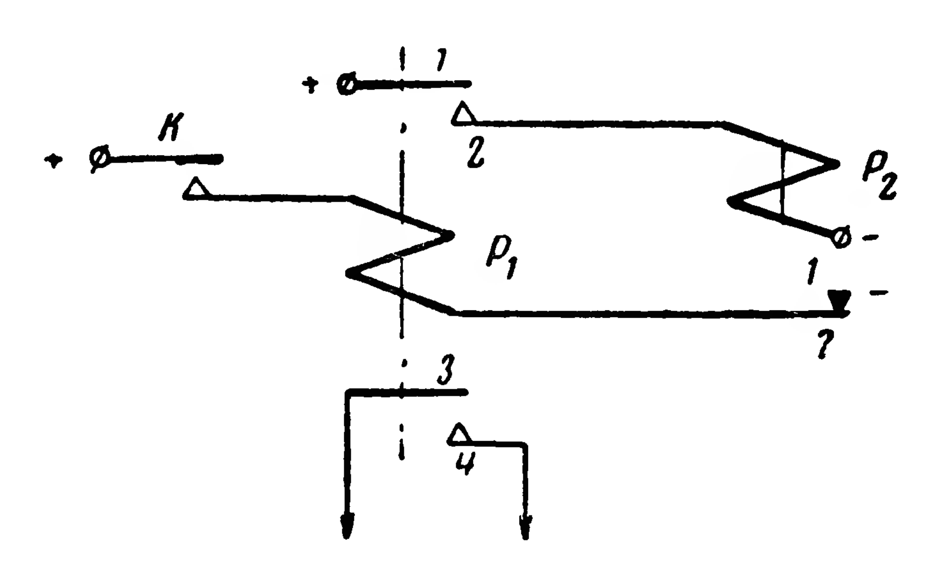


Рис. 3-4. Схема двухрелейного генератора.

каются. С замыканием контактов *1*, *2* реле P_1 получает питание и срабатывает реле P_2, которое размыкает свои контакты *1*, *2* и тем самым лишает питания реле P_1. Реле P_1, лишившись питания, отпускает, вследствие чего лишается питания реле P_2. Последнее отпускает, и схема приходит в исходное положение. Далее процесс периодически повторяется.

На рис. 3-5 приведен временной график работы этой схемы.

Контакты *3*, *4* реле P_1 используются для периодических замыкания и размыкания внешней электрической цепи.

В данном случае длительность замыкания цепи $t_р = t_{ср2} + t_{от1}$, а длительность размыкания $t_п = t_{от2} + t_{ср1}$.

Как видно, период работы $T = t_р + t_п$ двухрелейного генератора при тех же параметрах реле больше, чем однорелейного. Стабильность частоты манипуляции у этого ге-

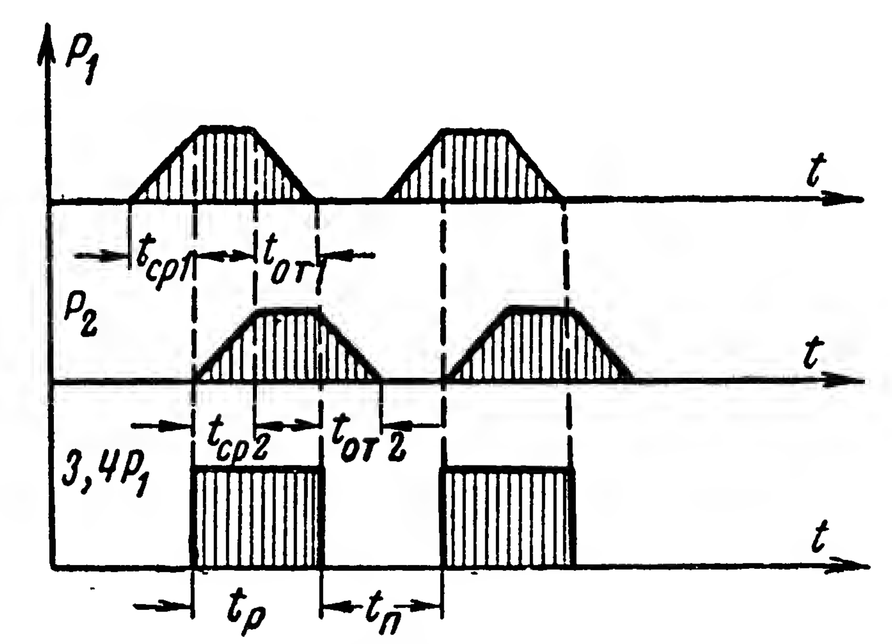


Рис. 3-5. Временной график работы двухрелейного генератора.

нератора лучше, чем у однорелейного, так как каждое реле некоторое время остается в рабочем положении и ток в нем возрастает до определенного значения, что повышает стабильность времени отпускания реле; кроме того,

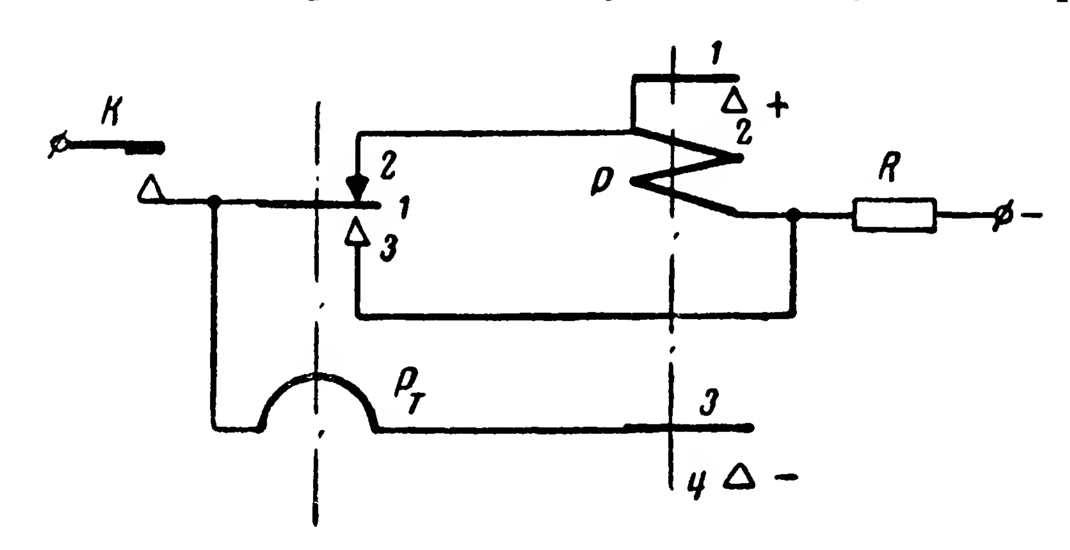


Рис. 3-6. Схема генератора с электромагнитным и термореле.

каждое реле некоторое время остается в положении покоя, что повышает стабильность времени срабатывания.

Аналогично могут быть построены релейные генераторы с бо́льшим числом реле.

Для увеличения периода пульсации может быть построен двухрелейный генератор из термореле и электромагнитного реле. Пример такой схемы показан на рис. 3-6.

В этой схеме электромагнитное реле P, срабатывая, самоблокируется и подключает питание к обмотке биметаллического термореле $P_т$. Последнее, сработав, шунтирует обмотку электромагнитного реле P. Реле P отпускает и лишает питания обмотку биметаллического реле $P_т$, которое также отпускает с некоторым замедлением. С замыканием контактов *1*, *2* реле $P_т$ схема возвращается в первоначальное положение, и далее процесс периодически повторяется.

в) Релейные генераторы со специальными схемами включения реле

Рассмотренные релейные генераторы позволяют получить период работы, определяемый собственными временны́ми параметрами реле и числом реле в схеме. Это обстоятельство часто затрудняет возможность иметь требуемый период работы, особенно если последний должен быть много меньше или больше временны́х параметров реле, используемых в генераторе. Поэтому часто используют специальные схемы включения реле, позволяющие получить ускорение или замедление их срабатывания и отпускания.

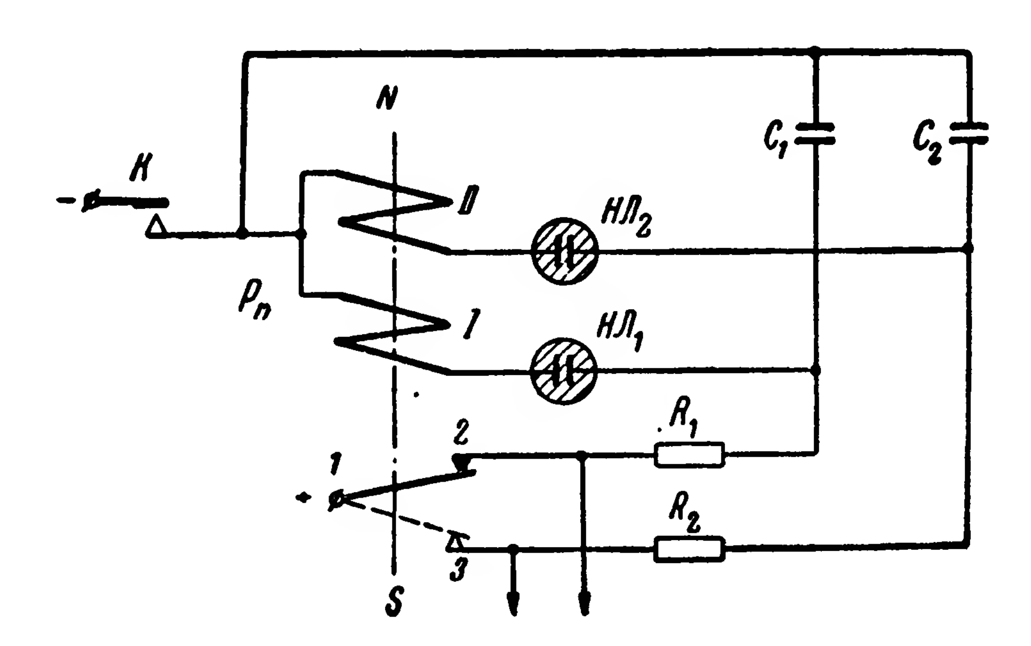


Рис. 3-7. Схема генератора с поляризованным электромагнитным реле и неоновыми лампами.

Эти схемы в ряде случаев позволяют также получить плавное изменение частоты пульсации при достаточно хорошей стабильности ее.

В качестве примера такого генератора рассмотрим схему с двухобмоточным поляризованным реле и двумя неоновыми лампами, изображенную на рис. 3-7.

Двухпозиционное поляризованное реле $P_п$ имеет два положения покоя. Допустим, что в исходном положении замкнуты его контакты *1*, *2*. С замыканием контактов K происходит заряд конденсатора C_1 через сопротивление R_1. По мере заряда этого конденсатора увеличивается напряжение на неоновой лампе НЛ$_1$. При некотором напряжении на конденсаторе, равном напряжению зажигания неоновой лампы, последняя зажигается и по обмотке *I* реле $P_п$ пойдет ток. При этом реле $P_п$ срабатывает и его контакты *1*, *2* размыкаются, а контакты *1*, *3* замыкаются. Контактами *1*, *2* разрывается цепь заряда конденсатора C_1, последний начнет разряжаться на обмотку *I* реле $P_п$ и неоновую лампу *НЛ*$_1$. Напряжение на конденсаторе C_1 падает, и когда оно достигнет напряжения гашения неоновой лампы, она погаснет, и ток в обмотке *I* реле $P_п$ практически исчезнет.

С замыканием контактов *1*, *3* реле $P_п$ образуется цепь заряда конденсатора C_2. Когда напряжение на конденсаторе C_2 достигнет потенциала зажигания неоновой лампы *НЛ*$_2$, последняя зажжется и по обмотке *II* реле $P_п$ пойдет ток. При этом реле $P_п$ вновь сработает, так что его контакты *1*, *3* разомкнуться, а контакты *1*, *2* замкнуться. Контактами *1*, *3* разрывается цепь заряда конденсатора C_2, и он начнет разряжаться, а замыканием контактов *1*, *2* вновь образуется цепь заряда конденсатора C_1.

При дальнейшей работе конденсаторы C_1 и C_2 будут периодически заряжаться от напряжения гашения до напряжения зажигания неоновых ламп и разряжаться от напряжения зажигания до напряжения гашения. Время разряда конденсаторов C_1 и C_2 много меньше времени их заряда, так как сопротивления ламп в зажженном состоянии и сопротивления обмоток реле обычно много меньше сопротивлений R_1 и R_2.

Во внешнюю цепь могут быть посланы периодические прямоугольные импульсы с одного из контактов *2* и *3* или импульсы напряжения, снимаемые с сопротивлений R_1 или R_2 или других элементов схемы.

Период колебаний этого генератора импульсов равен сумме времен заряда конденсаторов C_1 и C_2 и определяется постоянными времени $\tau_1 = R_1C_1$ и $\tau_2 = R_2C_2$, приложенным напряжением, напряжениями зажигания и гашения неоновых ламп *НЛ*$_1$ и *НЛ*$_2$.

Если пренебречь разрядами конденсаторов C_1 и C_2 на

сопротивление утечки после гашения неоновых ламп и считать, что сопротивление неоновой лампы в незажженном состоянии равно бесконечности (что близко к действительности), то период пульсации может быть выражен формулой

$$T = \tau_1 \ln \frac{U - U_{г1}}{U - U_{з1}} + \tau_2 \ln \frac{U - U_{г2}}{U - U_{з2}},$$

где U — приложенное напряжение;

$U_{г1}$ и $U_{г2}$ — напряжения гашения неоновых ламп $НЛ_1$ и $НЛ_2$;

$U_{з1}$ и $U_{з2}$ — напряжения зажигания неоновых ламп $НЛ_1$ и $НЛ_2$.

Вывод аналогичной формулы будет приведен ниже, при рассмотрении работы релаксационных генераторов с неоновыми лампами (см. § 4-1).

Период колебания может плавно изменяться при плавном изменении величин емкостей C_1 и C_2 или сопротивлений R_1 и R_2. Данный генератор имеет еще и ту особенность, что он позволяет рездельно регулировать длительность генерируемых импульсов и пауз. Так, например, длительность замыкания контактов *1, 2* определяется лишь процессом заряда конденсатора C_1, а длительность размыкания этих контактов — зарядом конденсатора C_2.

Как указано выше, для получения требуемого периода пульсации и плавного изменения частоты могут применяться и другие схемы воздействия на временны́е параметры реле, например схемы с сопротивлениями и конденсаторами, с лампами накаливания, с двухобмоточными реле и др. [Л. 52, 72, 78].

г) Некоторые соображения о частоте и стабильности релейных генераторов

Из рассмотренного выше видно, что частота релейных генераторов определяется временны́ми параметрами реле и возможностями схемного воздействия на времена срабатывания и отпускания реле.

Для наиболее быстродействующих поляризо́ванных реле времена срабатывания и отпускания определяются обычно несколькими миллисекундами. Таким образом, наивысшая частота релейных генераторов, собранных по простым схемам, может составлять лишь 100—200 *гц*.

Дальнейшее увеличение частоты релейных генераторов лимитируется трудностями получения малых времен

срабатывания и отпускания, а также ненадежностью работы контактных органов реле.

Наибольшие времена срабатывания и отпускания нейтральных электромагнитных реле со втулками или шайбами при соответствующем выборе их конструктивных и обмоточных данных составляют 150—1 500 *мсек*. Таким образом, наименьшая частота пульсации для двух и трехрелейных генераторов, собранных из этих реле, может быть равна 0,2—1 *гц*.

При использовании электронно-контактных реле и специальных схем включения реле можно получить еще меньшую частоту, так что период колебания может составлять минуты и даже несколько десятков минут.

Стабильность частоты релейно-контактных генераторов импульсов зависит от стабильности временны́х параметров реле, напряжения, используемого в схеме, и элементов схемы (сопротивлений, конденсаторов, неоновых ламп, электронных ламп и др.).

Наибольшее применение в промышленных системах телеуправления нашли двухрелейные генераторы с электромагнитными реле (пульс-пары). Экспериментальные исследования таких генераторов показали, что при обычных эксплуатационных колебаниях напряжения питания стабильность частоты пульсации лежит в допустимых пределах, если реле имеют значительные коэффициенты запаса по срабатыванию (3,5—4), а частота пульсации не превышает 10 *имп/сек*. Однако и при этих условиях изменение регулировки реле с течением времени, при ревизиях и чистке контактов, замене контактных групп и пр. может привести к значительным изменениям первоначальных параметров генератора. Под влиянием отдельных факторов частота пульсации релейных генераторов может изменяться на 10—30%.

Для получения необходимых значений частоты пульсации, длительности и коэффициента импульсов требуются индивидуальная подстройка и регулировка реле генератора.

д) Генераторы с механическими прерывателями

Генераторы с механическими прерывателями основаны на периодических замыканиях и размыканиях цепей с помощью контактного устройства, работа которого происходит за счет какого-либо движущего механизма. В качестве последнего обычно используются электрические или пружинные двигатели. Таким образом, рассматриваемые ге-

нераторы имеют две составные части: 1) движущий механизм и 2) контактное устройство.

У движущего механизма, как правило, имеется вращающаяся ось, которая и используется для работы контактного устройства.

Требуемая точность поддержания числа оборотов оси двужущего механизма зависит от требуемой точности и стабильности частоты манипуляции. В случаях, когда необходима высокая точность поддержания частоты манипуляции, используются электрические двигатели с регулятора-

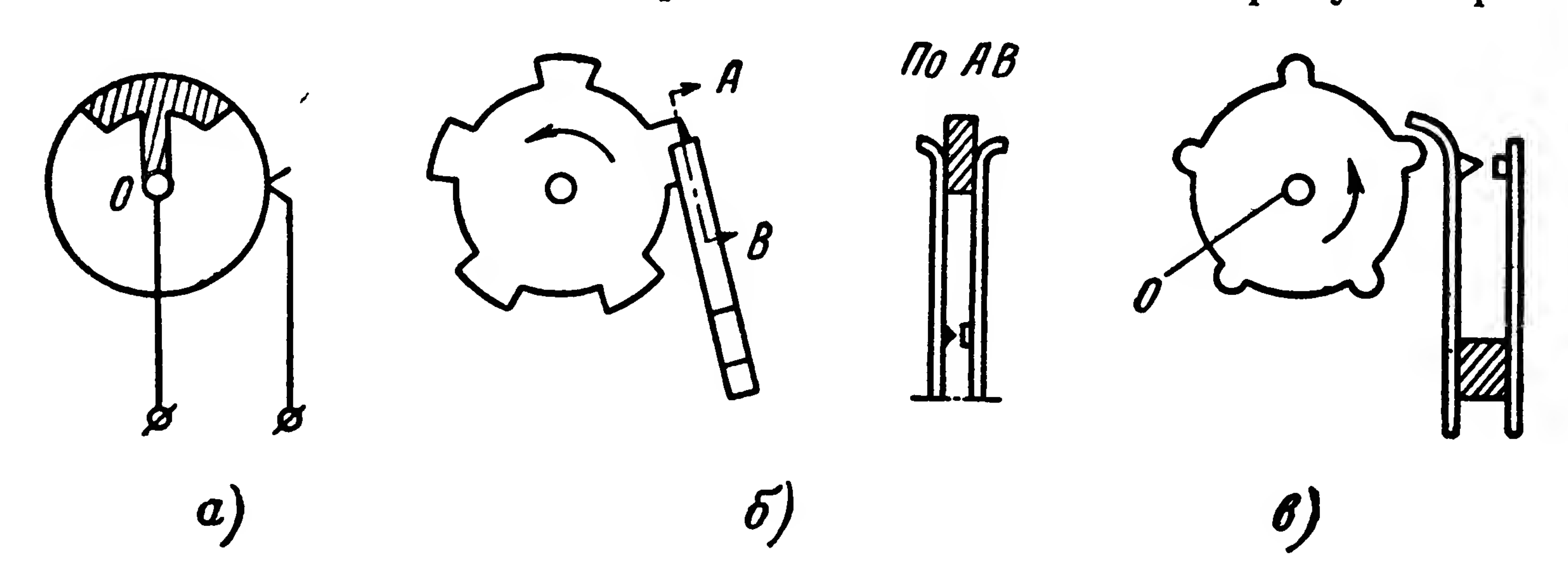


Рис. 3-8. Контактные органы генераторов с механическими прерывателями.

ми или синхронные электрические двигатели, питаемые стабильными генераторами тока, или пружинные двигатели с балансными регуляторами (часовые механизмы).

Контактное устройство манипулятора с механическим прерывателем может иметь весьма разнообразное конструктивное оформление.

На рис. 3-8 приведены примеры конструктивных форм контактных устройств. Контактное устройство *а* представляет собой изоляционный диск, на котором располагается металлический сектор. При вращении диска вокруг оси *О* сектор контактирует со щеткой. Выбором угла, на котором располагается сектор, и числа оборотов диска можно получить требуемые коэффициент импульса и частоту пульсации. В контактных устройствах *б* и *в* также используются изоляционные диски различных конфигураций. При вращении эти диски производят переключение контактной группы. Коммутируемая контактная группа может содержать несколько контактов: нормально открытых, нормально закрытых и переключающихся.

При конструировании или выборе контактного устройства следует иметь в виду, что весьма часто оно

должно производить большое число замыканий и размыканий цепи. В силу этого необходимы особо тщательный выбор материала, формы контактов и величины контактного давления и соответствующих мер для искрогашения.

Генераторы импульсов с механическими прерывателями строят обычно для низких частот пульсации — от нескольких десятков герц до одного замыкания в несколько минут и даже часов.

е) Недостатки контактных генераторов

Все генераторы, рассмотренные в настоящем параграфе, содержат контакты, которые периодически замыкаются и размыкаются с частотой генерируемых колебаний. Такие генераторы называются контактными.

Нормальная работа контактных устройств требует соблюдения ряда условий: малой влажности и чистоты окружающего воздуха, отсутствия в нем механических и других примесей, влияющих на работу контактов или разрушающих их. Контактные органы, следовательно, должны работать лишь в сухих и чистых помещениях, либо должны использоваться специальные герметизированные конструкции.

Далее, контакты, как правило, располагаются на пружинах, которые подвержены разрегулировке по причинам старения материала, изменения окружающей температуры и др. Вследствие наличия разрегулировки и неизбежной эрозии (разрушения) контактов контактные устройства требуют постоянного наблюдения и обслуживания их специальным персоналом.

Работа контактных органов неизменно связана с перемещением некоторых масс, и поэтому в условиях больших ускорений, возникающих, например, на подвижных объектах, эта работа может нарушаться.

В генераторах импульсов контакты работают в особо тяжелых условиях. Частые замыкания и размыкания контактов в генераторах обусловливают малый срок службы таких устройств и делают их ненадежными. Контактные генераторы импульсов имеют частоту колебаний практически не более 20—50 *гц*, что ограничивает скорость передачи сигналов.

В силу этого замена контактных генераторов импульсов неконтактными и применение бесконтактной аппаратуры имеют очень большое значение как для повышения надеж-

ности работы систем, так и для повышения их быстродействия.

Неконтактный генератор импульсов может быть построен лишь на основе того или иного нелинейного элемента. В качестве нелинейных элементов в настоящее время используются дроссели с насыщающимися сердечниками, ионные или электронные лампы и полупроводниковые триоды.

3-3. Магнитные генераторы

а) Общие сведения

Магнитные генераторы импульсов основаны на использовании свойств дросселей с насыщающимися сердечниками. Схемы этих генераторов образуются на основе известных схем магнитных усилителей [Л. 66]. Пример схемы такого усилителя приведен на рис. 3-9.

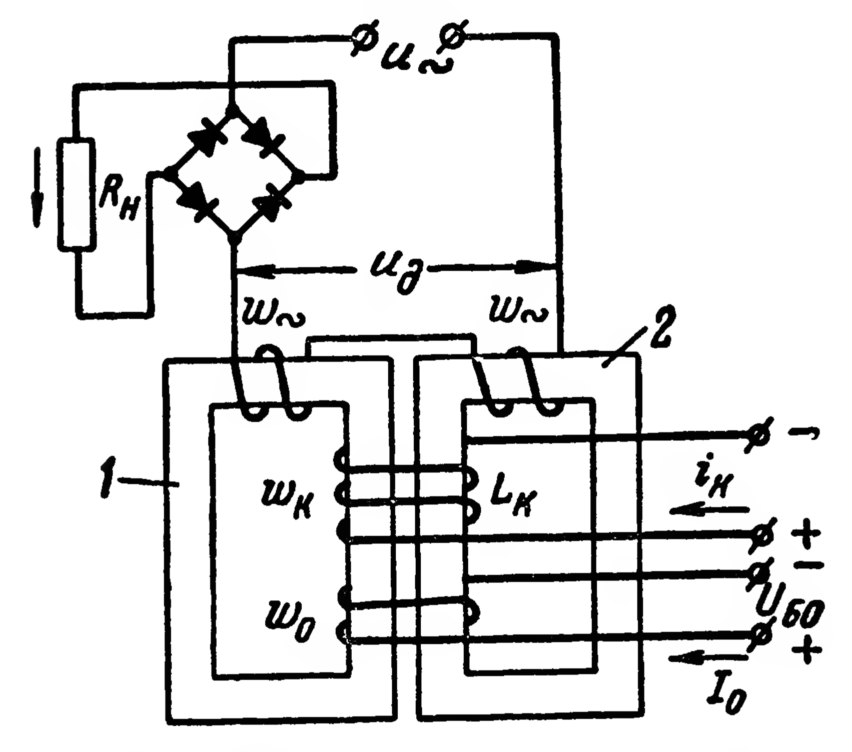


Рис. 3-9. Схема дроссельного магнитного усилителя.

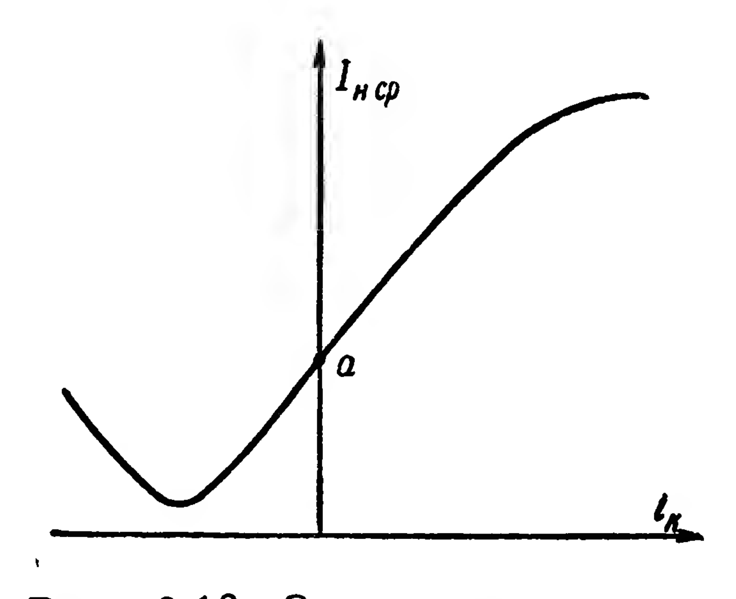


Рис. 3-10. Зависимость среднего значения тока в сопротивлении нагрузки дроссельного магнитного усилителя от тока в обмотке управления.

При изменении тока $i_к$ в обмотке управления $w_к$ усилителя изменяется магнитная проницаемость сердечников *1* и 2, в результате чего изменяются индуктивности дросселей, образуемых обмотками $w_\sim$, расположенными на сердечниках. С изменением индуктивностей изменяется ток в цепи обмоток $w_\sim$ и, следовательно, ток $I_н$ в сопротивлении нагрузки $R_н$.

Примерный график зависимости среднего значения тока $I_{н.ср}$ в сопротивлении нагрузки от тока управления $i_к$ изображен на рис. 3-10.

При $i_к = 0$ (точка a) величина тока в обмотке $w_{\sim}$, а следовательно, и тока $I_{н.ср}$ в сопротивлении нагрузки определяются степенью насыщения сердечника магнитным потоком, создаваемым током I_0 в обмотке подмагничивания w_0. При изменении I_0 характеристика на рис. 3-10 будет перемещаться вдоль оси $i_к$ вправо или влево.

Для работы магнитных генераторов большое значение имеет эффект наложения („магнитное выпрямление"). Сущность этого эффекта состоит в том, что среднее значение $B_{ср}$ индукции в сердечниках (постоянная составляющая) зависит не только от напряженности поля $H_{=}$, создаваемого токами I_0 и $i_к$, но и от амплитуды B_m переменной составляющей индукции и, следовательно, от амплитуды напряжения на дросселе $U_{дm}$. При малом активном сопротивлении катушек дросселей $U_{дm}$ и B_m связаны известным отношением [Л. 66]:

$$U_{дm} \approx 2\pi 2w_{\sim} f S_с B_m, \tag{3-1}$$

где $U_{дm}$ — амплитуда переменного напряжения на дросселе;
$2w_{\sim}$ — число витков дросселя;
f — частота приложенного напряжения;
$S_с$ — площадь сечения сердечника;
B_m — амплитуда переменной составляющей индукции в дросселе.

На рис. 3-11 приведены графики зависимости $B_{ср}$ от $H_{=}$ при различных значениях B_m. Из этих графиков видно, что при данном значении $H_{=}$ с увеличением B_m среднее значение индукции $B_{ср}$ уменьшается.

Изменение $B_{ср}$ при изменении амплитуды переменной составляющей индукции B_m обусловлено нелинейностью кривой намагничения материала сердечника.

При $U_{дm} = 0$ согласно формуле (3-1) $B_m = 0$ и величина $B_{ср}$ определяется значением $H_{=}$ по кривой намагничения материала (рис. 3-12). При некотором значении $U_{дm}$ по цепи дросселя протекает ток. При синусоидальном напряжении на дросселе индукция также изменяется по синусоидальному закону (активным сопротивлением дросселя пренебрегаем), а ток в дросселе и соответствующая ему

переменная составляющая напряженности поля $H_\sim$ вследствие нелинейности кривой намагничения изменяются по несинусоидальному закону.

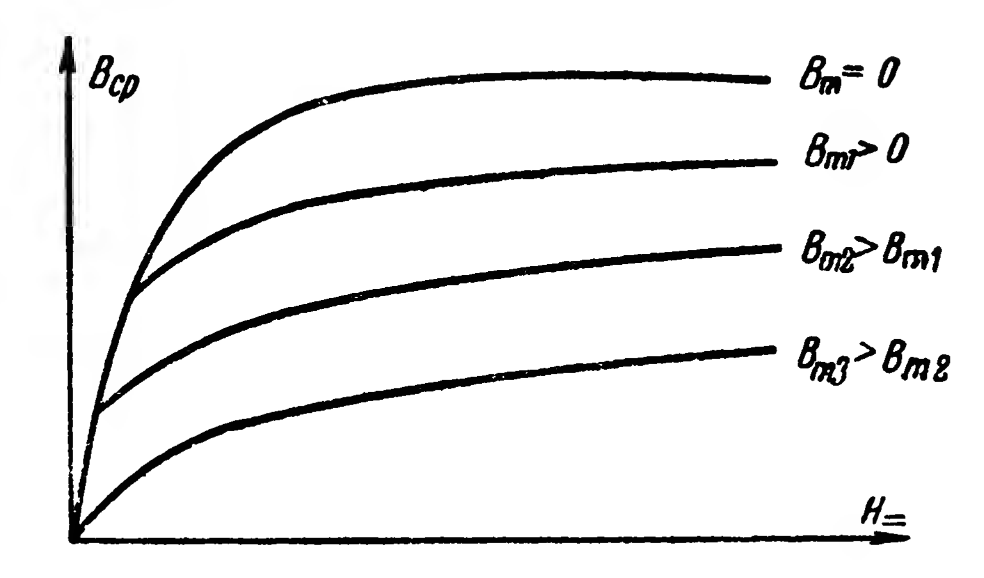


Рис. 3-11. Кривые зависимости постоянной составляющей индукции в сердечниках магнитного усилителя от напряженности поля, создаваемого токами в обмотках управления и подмагничивания, при различных значениях амплитуды переменной составляющей индукции.

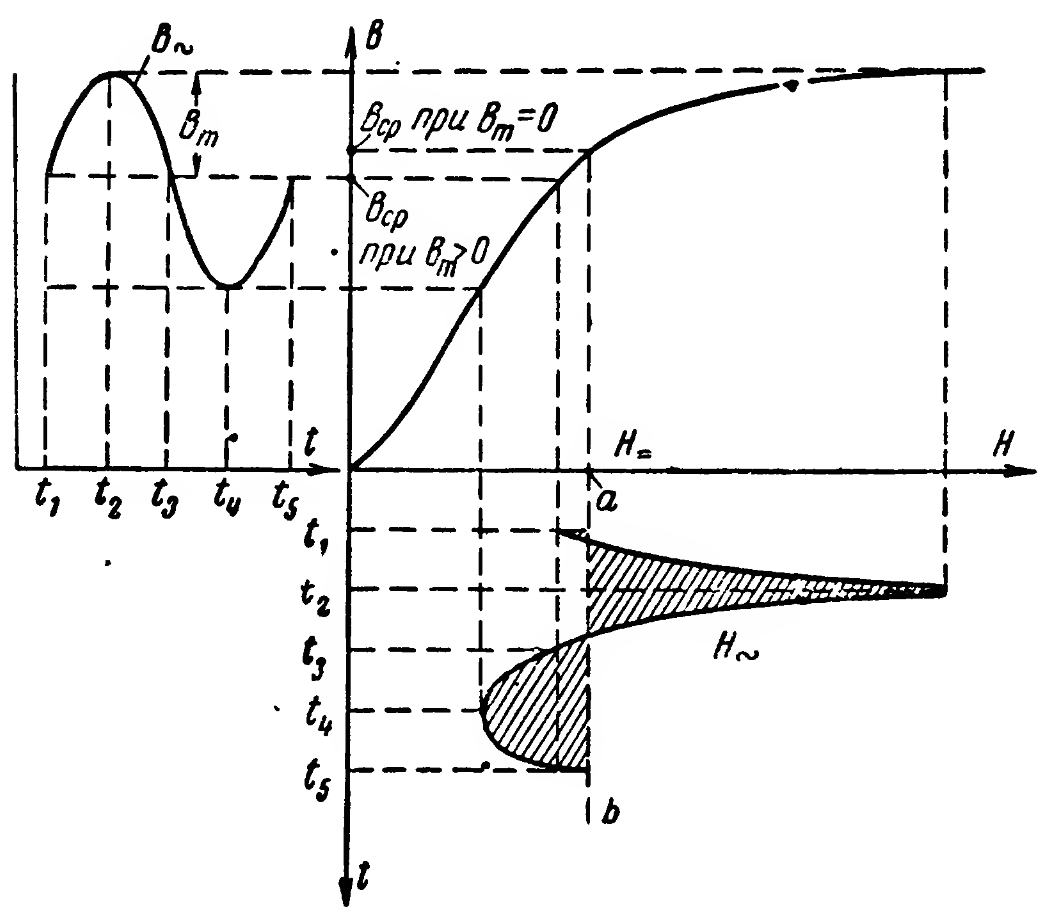


Рис. 3-12. Кривая намагничения материала и графики изменений во времени индукции и напряженности поля в сердечнике магнитного усилителя.

Так как $H_=$ должно при этом оставаться неизменным (при постоянных I_0 и $i_к$), то форма кривой $H_\sim$ получается такой, что среднее значение индукции $B_{ср}$ уменьшается.

На рис. 3-12 приведены графики изменения во времени индукции B в сердечнике и напряженности поля H. Заштрихованные площади, лежащие левее и правее линии ab, равны. На рисунке показаны средние значения индукции $B_{ср}$ при $B_m = 0$ и некотором значении $B_m > 0$.

Нетрудно убедиться, что если бы при $B_m > 0$ среднее значение индукции $B_{ср}$ оставалось таким же, как и при $B_m = 0$, то форма кривой изменения напряженности поля H во времени была бы такой, что постоянная составляющая $H_=$ напряженности поля увеличилась бы (площадь кривой, лежащей правее ab, была бы больше площади кривой, лежащей левее ab). Изменение $H_=$ возможно, однако, лишь при появлении дополнительной постоянной составляющей тока в одной из обмоток, а следовательно, и дополнительной постоянной э. д. с., обеспечивающей наличие этой составляющей тока. Таких дополнительных источников постоянной э. д. с. в схеме нет. За счет изменения магнитного потока постоянная э. д. с. в обмотках появиться не может, так как для этого магнитный поток должен неограниченно возрастать или убывать во времени.

Следовательно с изменением амплитуды переменной составляющей индукции B_m среднее значение индукции $B_{ср}$ не может оставаться неизменным, а должно также изменяться.

Для получения магнитного генератора к обмотке управления $w_к$, обладающей некоторой индуктивностью $L_к$ (рис. 3-9), подключается конденсатор. При этом образуется колебательный контур, параметры которого определяют частоту генерируемых импульсов.

Для поддержания в контуре незатухающих колебаний должны быть компенсированы активные потери энергии в нем. Эта компенсация достигается за счет передачи части энергии из цепи дросселей в контур.

По способу передачи энергии в контур магнитные генераторы разделяются на два вида:

а) генераторы с передачей энергии в контур с помощью эффекта наложения;

б) генераторы с непосредственной передачей энергии в контур.

Возможны также такие режимы работы генератора, когда часть энергии в контур передается с помощью эффекта наложения, а часть — непосредственно.

б) Магнитные генераторы с передачей энергии в контур с помощью эффекта наложения

Схема магнитного генератора с передачей энергии в контур с помощью эффекта наложения изображена на рис. 3-13. Как видно, она отличается от схемы магнитного усилителя на рис. 3-9 лишь наличием конденсатора $C_к$, подключенного к обмотке $w_к$, и дросселя $Д$ в цепи обмотки w_0.

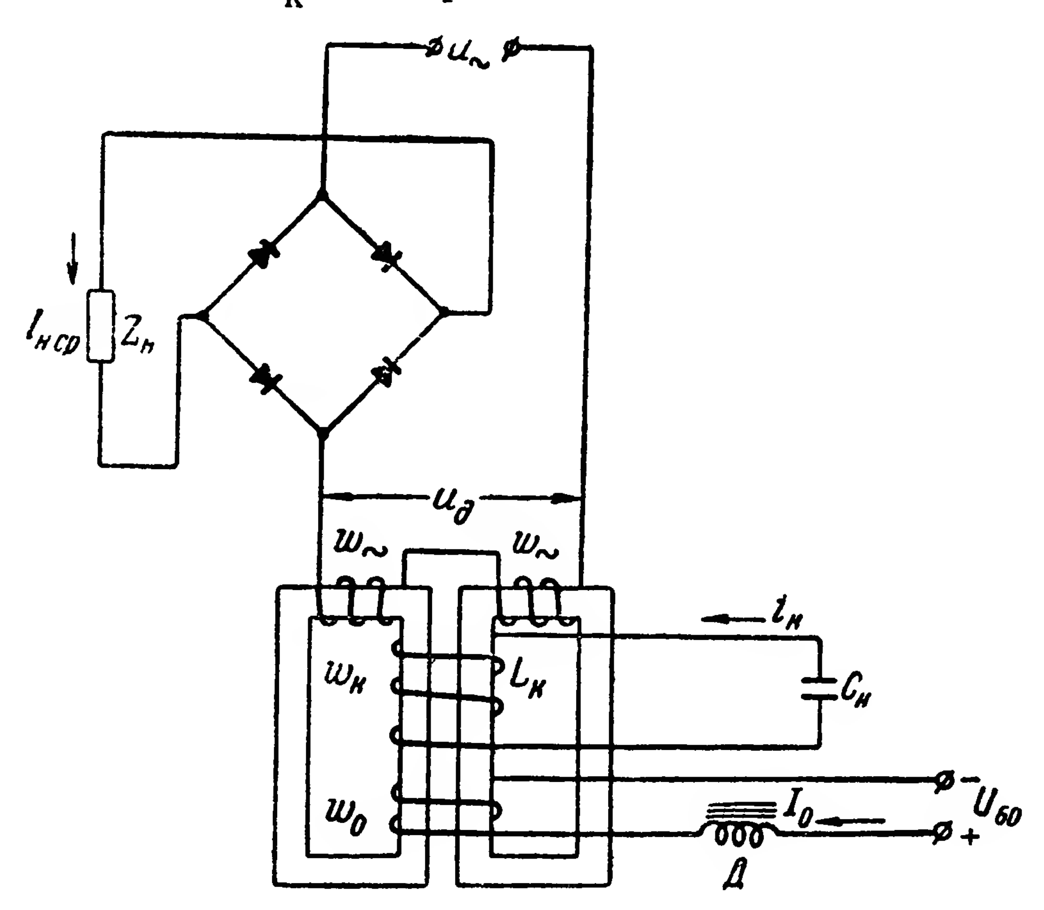


Рис. 3-13. Схема магнитного генератора с передачей энергии в контур с помощью эффекта наложения.

Дроссель ограничивает ток, индуктируемый в цепи обмотки w_0 при изменении магнитного потока в сердечниках.

Частота колебаний F, генерируемых магнитным генератором, определяется в основном собственной частотой колебательного контура $L_к C_к$ и не зависит от частоты f питающего напряжения. Работа магнитного генератора возможна лишь при $F \ll f$. Вследствие нелинейности кривой намагничения материала сердечников токи в контуре и обмотках $w_\sim$ несинусоидальны, однако для простоты последующих рассуждений при рассмотрении принципа действия магнитного генератора мы будем, где это возможно, заменять эти токи эквивалентными синусоидальными.

Допустим, что в контуре $L_к C_к$ имеют место колебания низкой частоты F. При изменении тока $i_к$, протекающего по обмотке $w_к$, изменяются напряженность поля $H_=$ и сред-

нее значение тока $I_{н.ср}$ в сопротивлении нагрузки $R_н$, а следовательно, и среднее значение падения напряжения $U_{н.ср}$ на сопротивлении нагрузки. Так как амплитуда U_m приложенного переменного напряжения $u_\sim$ остается неизменной, то изменяется и амплитуда $U_{дm}$ напряжения на дросселе $u_д$. В частности, если с увеличением $i_к$ ток $I_{н.ср}$ возрастает, то $U_{дm}$ уменьшается, и наоборот.

Предположим вначале, что сопротивление нагрузки чисто активное ($Z_н = R_н$). В этом случае при изменении тока в контуре $i_к$ ток в нагрузке $i_н$ будет изменяться, как показано на рис. 3-14. Среднее значение этого тока $I_{н.ср}$ будет без какого-либо отставания воспроизводить все изменения тока $i_к$ в соответствии с характеристикой на рис. 3-10. При этом, конечно, имеется в виду случай, когда изменения $i_к$ достаточно медленны, т. е. $F \ll f$.

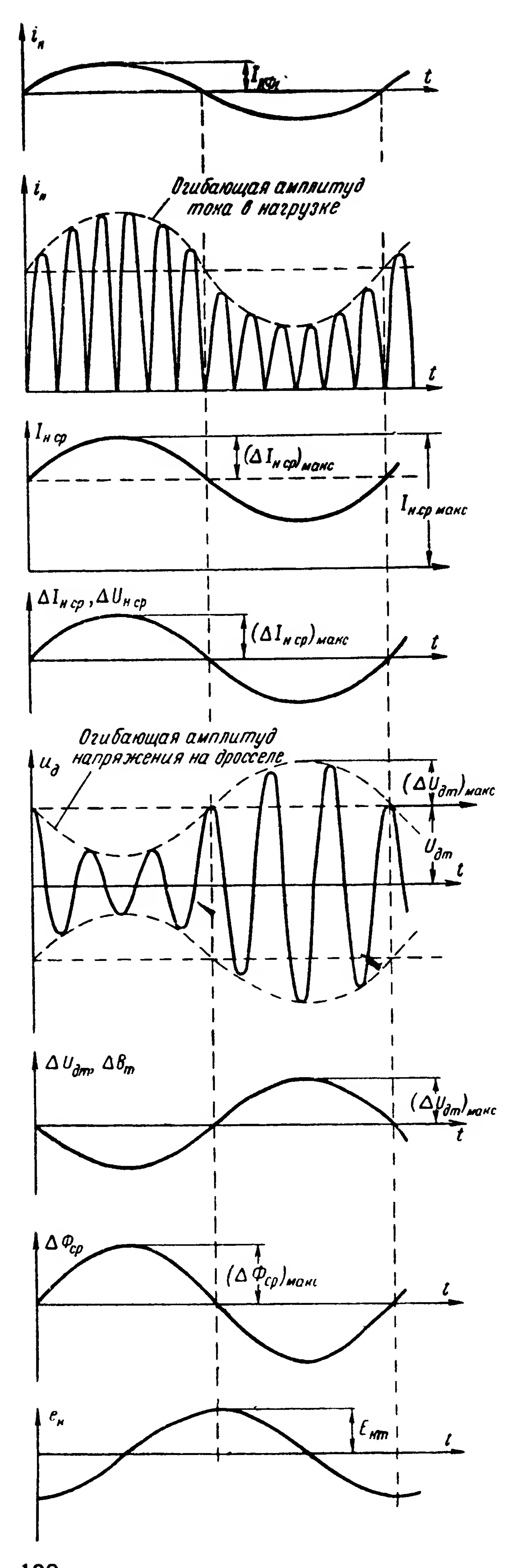


Рис. 3-14. Зависимость от времени величин, характеризующих работу магнитного генератора.

Если заменить токи эквивалентными синусоидальными, то можно сказать, что в случае $Z_н = R_н$ огибающая амплитуд тока в нагрузке и, следовательно, изменение среднего значения этого тока $\Delta I_{н.ср}$, а также изменение среднего значения напряжения на нагрузке $\Delta U_{н.ср} = R_н \Delta I_{н.ср}$ будут совпадать по фазе с током в контуре $i_к$.

При синусоидальном изменении огибающей амплитуд тока в сопротивлении нагрузки огибающая амплитуд напряжения на дросселе $U_{дm}$ также будет изменяться по синусоидальному закону. На рис. 3-14 показаны графики зависимости от времени напряжения на дросселе $u_д$ и изменения амплитуды этого напряжения $\Delta U_{дm}$ для рассматриваемого случая.

Так как сумма напряжений на нагрузке и дросселе равна приложенному напряжению $u_\sim$, амплитуда которого U_m остается постоянной, то фаза огибающей амплитуд на дросселе $\Delta U_{дm}$ (изменение $U_{дm}$) смещена на π относительно фаз $\Delta U_{н.ср}$ и $\Delta I_{н.ср}$, а следовательно, и относительно фазы тока $i_к$ в контуре.

Изменение амплитуды напряжения на дросселе $U_{дm}$ на величину $\Delta U_{дm}$ вызывает согласно (3-1) соответствующее изменение амплитуды B_m переменной составляющей индукции магнитного поля в сердечниках на величину ΔB_m. Изменение B_m благодаря эффекту наложения обусловливает изменение среднего значения потока $\Phi_{ср}$, сцепленного с обмоткой $w_к$, на величину $\Delta\Phi_{ср}$.

Так как с уменьшением $U_{дm}$ и B_m значение магнитного потока $\Phi_{ср}$ увеличивается, то фаза переменной составляющей $\Delta\Phi_{ср}$ потока $\Phi_{ср}$ смещена на π относительно фаз $\Delta U_{дm}$ и ΔB_m и совпадает с фазой $\Delta I_{н.ср}$ и $i_к$.

Описанные фазовые соотношения иллюстрируются графиками на рис. 3-14 и векторной диаграммой на рис. 3-15. На этих рисунках $(\Delta I_{н.ср})_{макс}$ обозначено максимальное значение $\Delta I_{н.ср}$; аналогично обозначены максимальные значения $\Delta U_{дm}$, ΔB_m и $\Delta\Phi_{ср}$.

Переменная составляющая $\Delta\Phi_{ср}$ потока $\Phi_{ср}$ индуктирует в обмотке с числом витков $w_к$ э. д. с. $e_к = -\frac{d\Delta\Phi_{ср}}{dt}$, ам-

плитуду которой обозначим $E_{кm}$. Фаза этой э. д. с. будет отставать на $\frac{\pi}{2}$ от фазы $\Delta\Phi_{ср}$, а следовательно, и от фазы тока в контуре $i_к$. Такая э. д. с. не сможет компенсировать падение напряжения $i_к R_к$ в активном сопротивлении $R_к$ контура, и следовательно, активные потери в контуре не будут скомпенсированы.

Необходимая компенсация активных потерь может быть получена, если сопротивление нагрузки $Z_н$ носит индуктивный характер. Векторная диаграмма для этого случая показана на рис. 3-16.

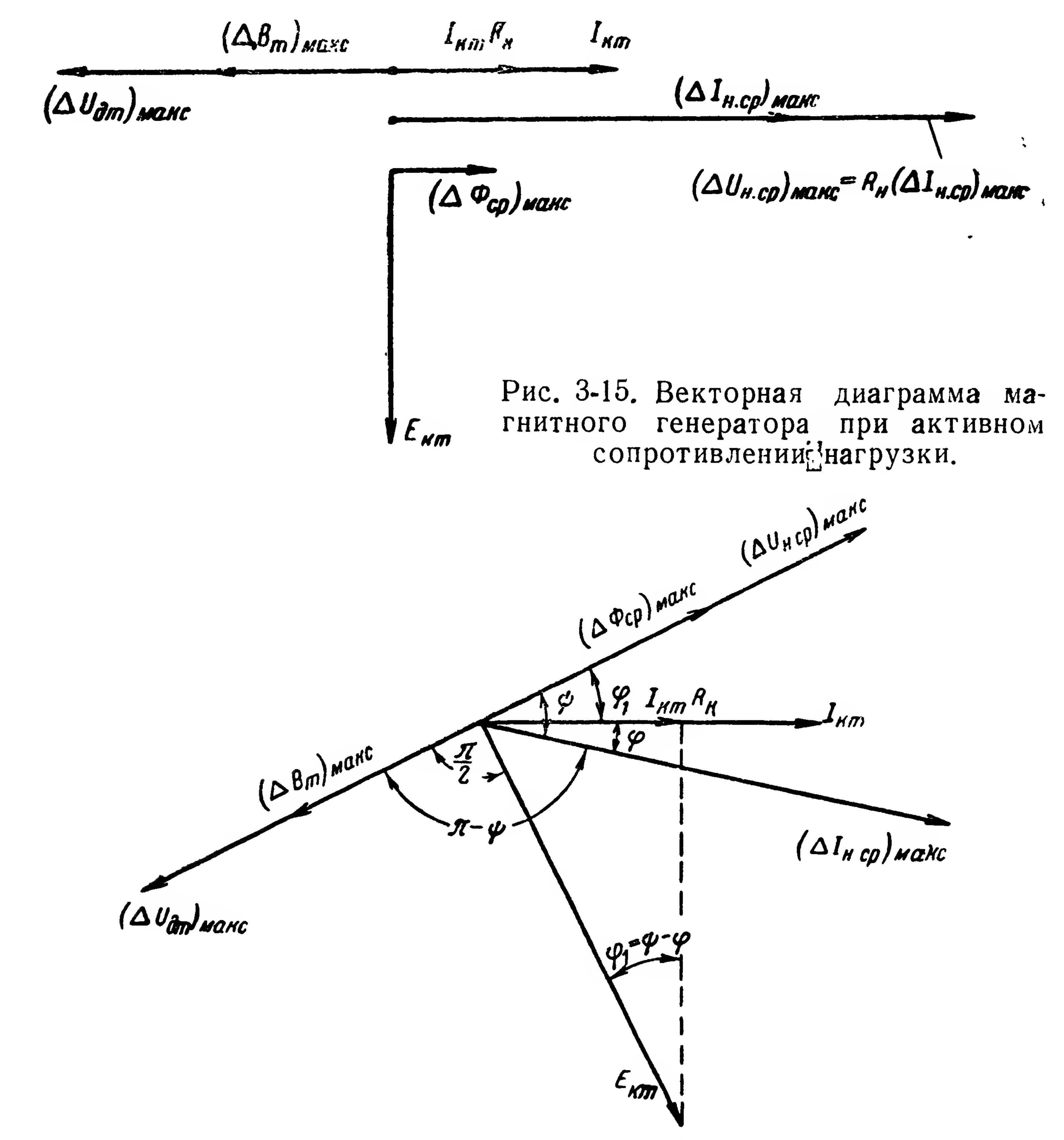


Рис. 3-15. Векторная диаграмма магнитного генератора при активном сопротивлении нагрузки.

Рис. 3-16. Векторная диаграмма магнитного генератора при индуктивном сопротивлении нагрузки.

При индуктивном характере сопротивления нагрузки изменение среднего значения тока нагрузки ($\Delta I_{н.ср}$) отстает по фазе на некоторый угол φ от тока в контуре $i_к$, а изменение среднего значения падения напряжения на нагрузке $\Delta U_{н.ср}$ опережает $\Delta I_{н.ср}$ на угол $\psi > \varphi$.

Фазы изменения амплитуд напряжения на дросселе $\Delta U_{дm}$ и амплитуды переменной составляющей индукции ΔB_m смещены на π относительно фазы $\Delta U_{н.ср}$. В результате получается, что переменная составляющая $\Delta\Phi_{ср}$ среднего значения $\Phi_{ср}$ магнитного потока опережает по фазе ток в контуре на некоторый угол $\varphi_1 = \psi - \varphi$. Электродвижущая сила $e_к$, наводимая этим потоком в обмотке $w_к$, отстает от тока $i_к$ на угол $\frac{\pi}{2} - \varphi_1$. Эта э. д. с. имеет составляющую, совпадающую по фазе с током в контуре и обеспечивающую компенсацию активных потерь, так что

$$E_{кm} \sin \varphi_1 = I_{кm} R_к.$$

Изложенное, а также более подробное рассмотрение работы магнитных генераторов с передачей энергии в контур с помощью эффекта наложения [Л. 102] позволяют сделать следующие выводы о свойствах этих генераторов:

1. Самовозбуждение генератора облегчается при использовании магнитных материалов, обеспечивающих больший эффект наложения. Например, значительно легче получить колебания при применении сердечников из пермаллоя, чем из электротехнической стали.

2. При большем отношении чисел витков $\frac{w_к}{w_\sim}$ и более высокой частоте колебаний F допустимо большее активное сопротивление в контуре.

3. Самовозбуждение генератора облегчается при увеличении индуктивности $L_н$ сопротивления нагрузки. При $L_н = 0$ самовозбуждение невозможно.

4. При малых значениях активного сопротивления нагрузки самовозбуждение отсутствует. Увеличение $R_н$ до некоторого предела приводит к увеличению $\Delta U_{дm}$, что увеличивает поступление энергии в контур, так как при этом увеличиваются ΔB_m, $\Delta\Phi_=$ и $E_{кm}$. Самовозбуждение генера-

тора облегчается. При больших значениях $R_н$ амплитуда напряжения $U_{дт}$ и изменение ее $\Delta U_{дт}$ становятся малыми. Оптимальное сопротивление нагрузки получим из условия

$$R_{н.опт} = \sqrt{X_{д.макс} X_{д.мин}},$$

где $X_{д.макс}$ — реактивное сопротивление дросселя при ненасыщенном сердечнике ($i_к = 0$; $I_0 = 0$);

$X_{д\,мин}$ — реактивное сопротивление дросселя при сильно насыщенном сердечнике ($i_к$ и I_0 велики).

в) Магнитные генераторы с непосредственной передачей энергии в контур

Схема генератора с непосредственной передачей энергии в контур изображена на рис. 3-17. В данной схеме чисто активное сопротивление нагрузки $R_н$ включено в колебательный контур $L_к C_к$.

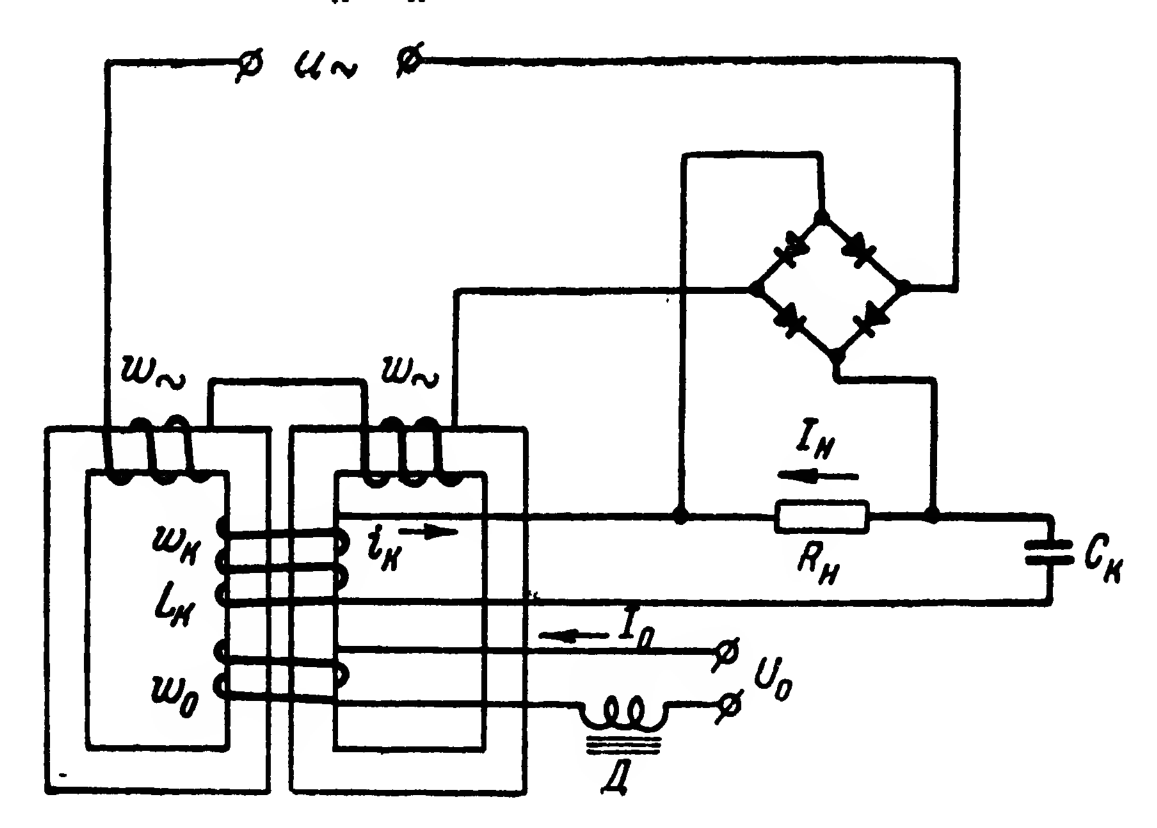


Рис. 3-17. Схема магнитного генератора с непосредственной передачей энергии в контур.

Работа этой схемы может также характеризоваться графиками на рис. 3-14 и векторной диаграммой на рис. 3-15. Изменение среднего значения тока в сопротивлении нагрузки $\Delta I_{н.ср}$ совпадает по фазе с током в контуре $i_к$.

При соответствующем включении выпрямителей переменная составляющая напряжения на нагрузке $\Delta U_н = \Delta I_{н.ср} R_н$ также будет совпадать по фазе с током в контуре и может, следовательно, при некотором подборе параметров схемы обеспечить компенсацию активных потерь в контуре.

Генератор, собранный по схеме на рис. 3-17, может также работать, когда сопротивление нагрузки носит индуктивный характер. В этом случае часть активных потерь в контуре может компенсироваться путем непосредственной передачи энергии, а другая часть — вследствие эффекта наложения.

Условия возбуждения генератора с непосредственной передачей энергии в контур получаются более легкими, чем для генератора с передачей энергии с помощью эффекта наложения.

г) Свойства магнитных генераторов

Верхний предел частоты F колебаний, генерируемых магнитным генератором, лимитируется частотой f питающего напряжения $u_\sim$. Экспериментальными исследованиями установлено, что схема генератора работает устойчиво при

$$F = \left(\frac{1}{5} \div \frac{1}{7}\right) f.$$

Максимально допустимое значение f определяется свойствами материала сердечника. В настоящее время получены материалы, позволяющие работать при частоте питания в несколько килогерц. Таким образом, при существующих магнитных материалах возможно построение магнитных генераторов с частотой колебаний в несколько сотен герц.

Зависимость частоты генерируемых колебаний от емкости конденсатора контура $C_к$ и числа витков $w_к$ определяется соотношениями

$$\frac{F_1}{F_2} = \sqrt{\frac{C_{к2}}{C_{к1}}} \quad и \quad \frac{F_1}{F_2} = \frac{w_{к2}}{w_{к1}},$$

где F_1 и F_2 — частоты генератора соответственно при емкостях $C_{к1}$ и $C_{к2}$ и числах витков $w_{к1}$ и $w_{к2}$.

Экспериментальные исследования магнитных генераторов показали также, что амплитуда переменной составляющей тока в сопротивлении нагрузки слабо зависит от величин $C_к$ и $w_к$, что весьма благоприятно при использовании этих генераторов в схемах кодирующих и декодирующих устройств.

Напряжение на колебательном контуре магнитных генераторов изменяется по закону, близкому к синусоидальному, что же касается тока в контуре и сопротивлении нагрузки, то вследствие нелинейности кривой намагничения материала сердечников эти токи получаются несинусоидальными.

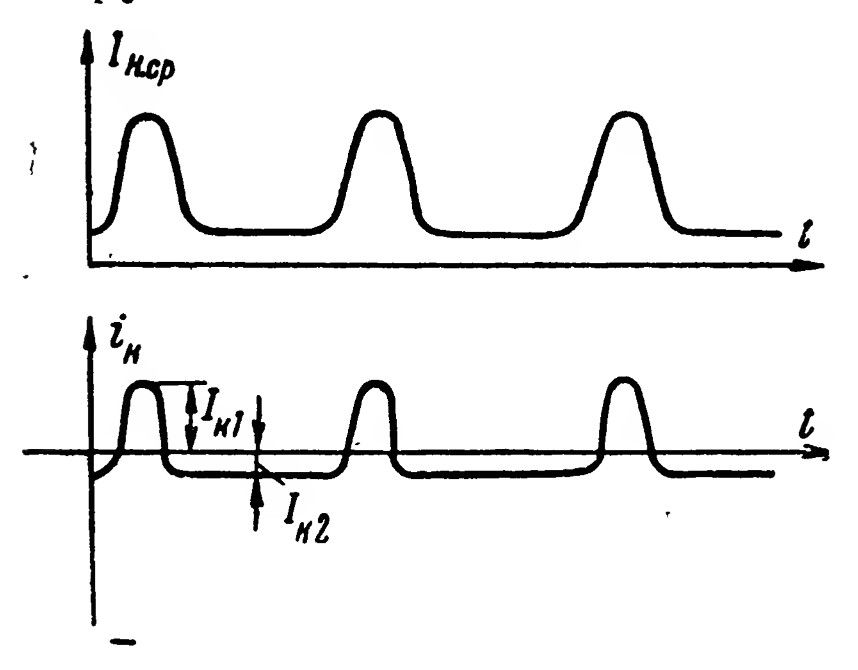


Рис. 3-18. Зависимость от времени среднего значения тока в сопротивлении нагрузки и тока в контуре магнитного генератора.

На рис. 3-18 показаны характерные кривые среднего значения тока в сопротивлении нагрузки $I_{н.ср}$ и тока в контуре $i_к$. Как видно из этих кривых, амплитуда тока в контуре имеет различные значения при разных его направлениях. Когда ток в контуре создает магнитный поток, направленный в ту же сторону, что и поток первоначального намагничения, образуемый током I_0, сердечник сильно насыщается, индуктивность обмотки $w_к$ резко падает и конденсатор $C_к$ разряжается на обмотку $w_к$ большим током $I_{к1}$. При изменении направления тока в контуре сердечник размагничивается, индуктивность обмотки резко возрастает и ток в контуре $I_{к2}$ мал. Среднее значение тока в контуре за один период должно быть равно нулю, поэтому продолжительности положительных и отрицательных импульсов также получаются неодинаковыми.

Форма кривой тока в контуре и амплитуда генерируемого напряжения зависят от величины тока I_0 в обмотке подмагничивания, поскольку с изменением I_0 характеристика $I_{н.ср}=f(i_к)$ (см. рис. 3-10) смещается вдоль оси $i_к$. При этом изменяются положение рабочей точки и участок характеристики, на котором происходит работа генератора.

С увеличением тока подмагничивания I_0 увеличивается амплитуда отрицательной полуволны тока в контуре $I_{к2}$ (см. рис. 3-18):

$$I_{к2} = -\frac{I_0 w_0}{w_к}.$$

Амплитуда положительной полуволны $I_{к1}$ зависит от сопротивления нагрузки $R_н$. С увеличением $R_н$ величины $I_{к1}$ и $I_{к2}$ выравниваются и форма тока в контуре приближается к синусоидальной.

При чрезмерном увеличении тока подмагничивания I_0 колебания генератора прекращаются.

Кроме основного тока низкой частоты F, в колебательном контуре протекают также токи четных гармоник $2f$, $4f$... частоты питания. Эти токи индуктируются соответствующими гармониками магнитного потока, создаваемого несинусоидальным током, протекающим по обмоткам $w_\sim$ дросселя [Л. 66].

Экспериментальные исследования магнитных генераторов показали, что при изменениях частоты и амплитуды питающего напряжения частота F и амплитуда $I_{н.ср.макс}$ генерируемых колебаний изменяются незначительно. Так, например, в одном из образцов при изменении f на $\pm 15\%$ изменение частоты генерируемых колебаний было

$$\Delta F = (-3{,}5 \div +1)\%,$$

а изменение среднего значения тока в сопротивлении нагрузки

$$\Delta I_{н.ср.макс} = (-2 \div +2)\%.$$

Изменение $U_{m\sim}$ на $\pm 15\%$ дало:

$$\Delta F = (+4{,}5 \div -3{,}5)\%$$

и

$$\Delta I_{н.ср.макс} = (+10{,}3 \div -8{,}2)\%.$$

Магнитные генераторы имеют практически неограниченный срок службы. В них отсутствуют какие-либо подвижные части и применяются детали, имеющие высокую механическую прочность. Это обеспечивает возможность работы таких генераторов в условиях больших ускорений. Кро-

ме того, они могут работать в необслуживаемых и взрывоопасных помещениях (отсутствует искрение), а также в условиях повышенных влажности и загрязненности воздуха и при различных температурных условиях.

Глава четвертая

ГЕНЕРАТОРЫ С ИОННЫМИ ЛАМПАМИ

4-1. Генераторы с неоновыми лампами

а) Основная схема и работа

Релаксационные генераторы с ионными лампами имеют весьма простую схему, незначительную стоимость и отличаются высокой экономичностью (малый расход энергии источников питания). Эти качества позволяют применять их для решения многих задач в системах телеуправления.

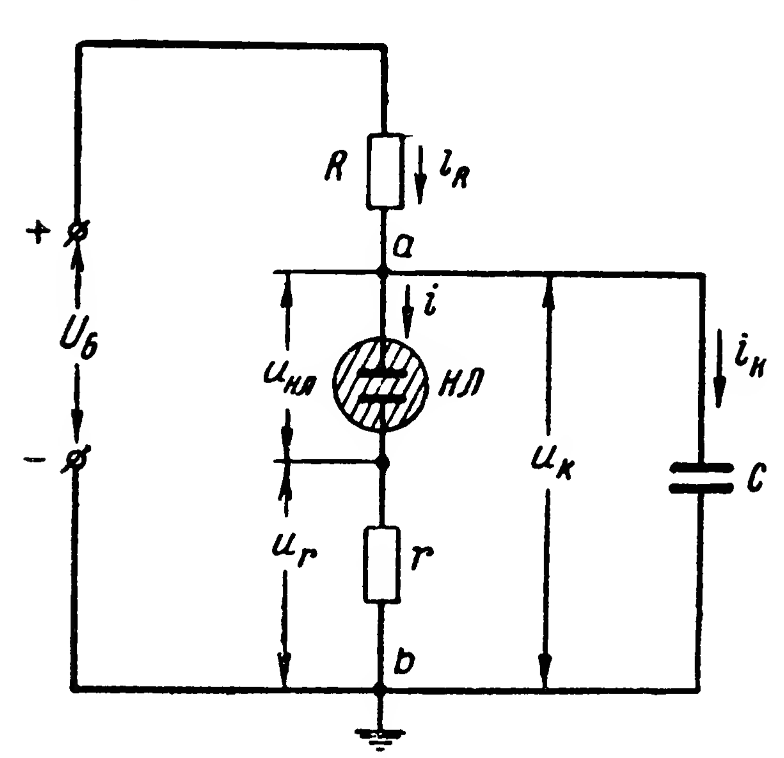


Рис. 4-1. Схема генератора с неоновой лампой.

На рис. 4-1 приведена основная схема генератора с неоновой лампой. Рассмотрим кратко ее работу.

Допустим, что в исходном положении все напряжения и токи равны нулю. С подключением постоянного напряжения $U_Б$ в первый момент напряжение на конденсаторе C остается равным нулю, а через сопротивление R и конденсатор C протекает ток $I = \frac{U_Б}{R}$. Затем конденсатор начинает заряжаться и напряжение на нем увеличивается. Пока неоновая лампа *НЛ* погашена, в ее цепи протекает лишь весьма малый ток темнового разряда порядка 10^{-7}—10^{-9} *а*. Поскольку сопротивления R и r не очень велики (не более 20 *Мом*), то этот ток не оказывает никакого влияния на работу схемы.

Когда напряжение на конденсаторе C достигает значения напряжения зажигания $U_з$ неоновой лампы, последняя зажигается, напряжение на ней резко падает до напря-

жения горения $U_г$, а конденсатор оказывается шунтированным цепью со сравнительно малым сопротивлением r ($r \ll R$). Вследствие этого конденсатор C начинает разряжаться и напряжение на нем уменьшается. При некотором значении напряжения на конденсаторе, приблизительно равном напряжению гашения неоновой лампы $U'_г$, последняя гаснет. Сопротивление, шунтирующее конденсатор, вновь становится весьма большим, и он начинает заряжаться. Далее процесс периодически повторяется.

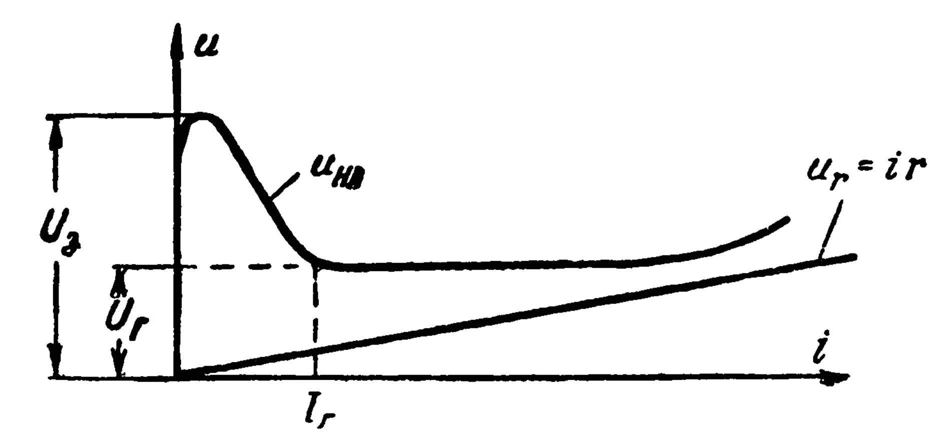


Рис. 4-2. Вольт-амперные характеристики неоновой лампы и сопротивления в ее цепи.

Рассмотрим работу схемы рис. 4-1 более детально. Из условия электрического равновесия имеем:

$$\left.\begin{aligned} U_Б &= Ri_R + u_к \\ \text{или} \quad \psi(i_R) &= \varphi(i), \end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}1)$$

где

$$\psi(i_R) = U_Б - Ri_R; \quad (4\text{-}2)$$

$$\varphi(i) = u_к = u_{н.л} + ri. \quad (4\text{-}3)$$

Вольт-амперная характеристика $\varphi(i)$ участка ab в цепи с неоновой лампой может быть построена путем суммирования ординат вольт-амперной характеристики неоновой лампы $u_{н.л} = u_{н.л}(i)$ и вольт-амперной характеристики сопротивления r $u_r = ir$. Эти вольт-амперные характеристики приведены на рис. 4-2. На рис. 4-3 изображена суммарная вольт-амперная характеристика $\varphi(i)$.

Точкам m и n этой характеристики соответствуют напряжения на участке ab цепи с неоновой лампой (см. рис. 4-1) и токи в этом участке при зажигании и погасании неоновой лампы.

В точке m (рис. 4-3) $I_з$ — максимальный ток темнового разряда, предшествующий началу развития процесса ударной ионизации.

Ток $I_з$ мал, сопротивление r в практических схемах также невелико, так что падение напряжения $I_з r$ на нем мало и напряжение на участке ab при зажигании неоновой лампы можно принимать приблизительно равным напряжению $U_з$ на этой лампе.

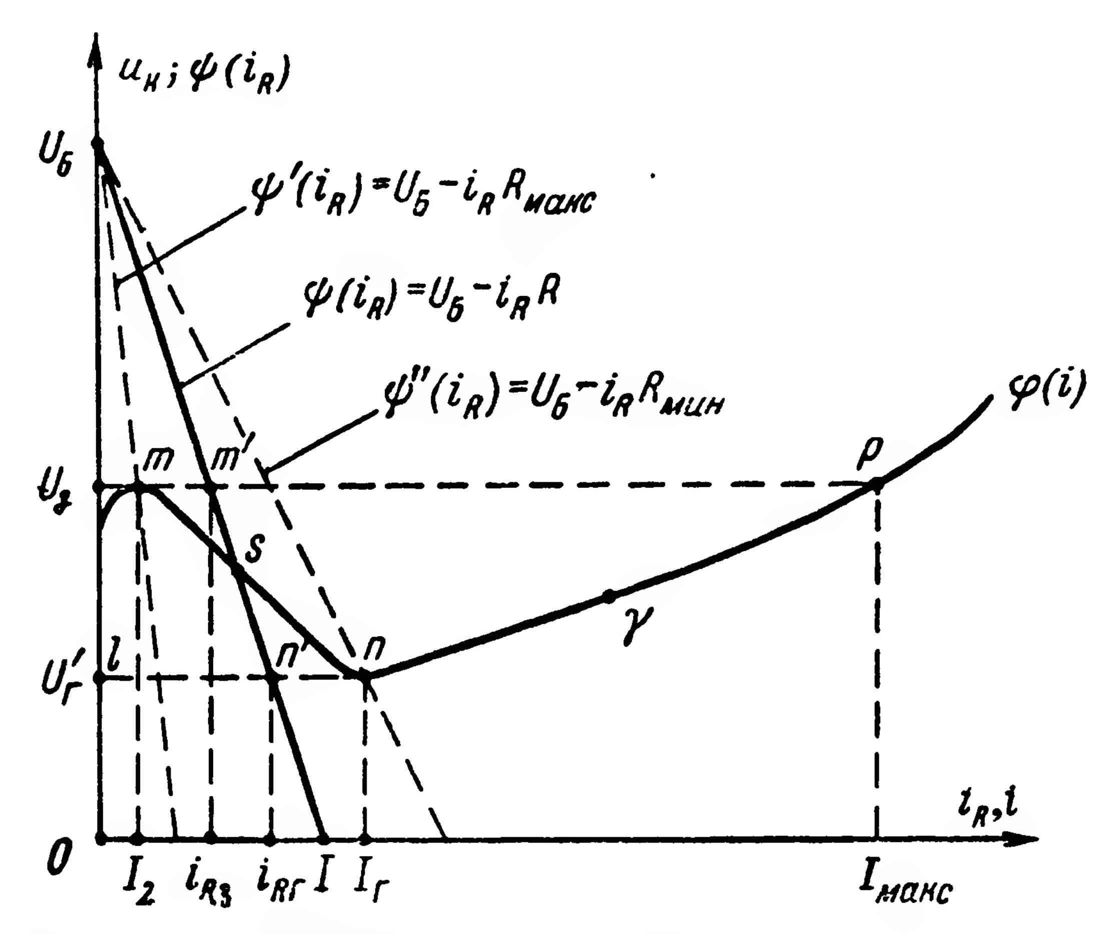


Рис. 4-3. Суммарная вольт-амперная характеристика $\varphi(i)$ и характеристика цепи $\psi(i_R)$.

В точке n $I_г$ — минимальный ток тлеющего разряда, $U'_г$ — напряжение на участке ab цепи с неоновой лампой при токе в нем, равном $I_г$.

На этом же рисунке изображена характеристика цепи $\psi(i_R)$, которая представляет собой прямую линию, пересекающую ось абсцисс в точке $i_R=\frac{U_Б}{R}=I$, а ось ординат — в точке $U_Б$. Характеристики $\psi(i_R)$ и $\varphi(i)$ нанесены с одинаковыми масштабами по осям.

В точке s пересечения характеристик $\psi(i_R)$ и $\varphi(i)$ выполняется равенство токов $i_R=i$. При этом ток в цепи конденсатора C (см. рис. 4-1) $i_к=i_R-i=0$ и, следовательно, точка s соответствует положению статического равновесия схемы.

Для существования колебаний точка пересечения характеристик $\psi(i_R)$ и $\varphi(i)$ должна лежать на участке mn характеристики $\varphi(i)$, который соответствует отрицательному сопротивлению участка цепи с неоновой лампой. Необходимость выполнения этого условия может быть уяснена из следующих соображений.

Пусть в схеме на рис. 4-1 значения напряжения $u_к$ и тока i в каждый данный момент характеризуются положением изображающей точки γ на кривой $\varphi(i)$ (рис. 4-3); тогда в процессе заряда конденсатора эта точка перемещается по участку $0lm$, а в процессе разряда — по участку pn.

Если характеристика цепи $\psi(i_R)$ и вольт-амперная характеристика $\varphi(i)$ пересекаются на участке $0m$ или pn, то когда точка γ будет проходить такую точку пересечения, в которой неоновая лампа будет либо погашена (участок $0m$), либо зажжена (участок pn) и схема придет в статически устойчивое состояние равновесия.

В том, что это равновесие устойчиво, можно убедиться обычным способом, рассмотрев поведение схемы при малых отклонениях от него.

При пересечении характеристик $\psi(i_R)$ и $\varphi(i)$ на участке mn, как показано на рис. 4-3, и наличии в схеме на рис. 4-1 емкости C (накопителя энергии) положение равновесия s (рис. 4-3) становится неустойчивым и при работе схемы оно всякий раз проходится.

Убедиться в этом можно, рассмотрев токи и напряжения, действующие в различных частях схемы на рис. 4-1, с помощью графиков на рис. 4-3.

При подключении напряжения источника питания $U_Б$ напряжение на конденсаторе характеризуется точкой $0(u_к=0)$, а ток в сопротивлении R—точкой $I(i_R=I)$.

По мере заряда конденсатора C напряжение на нем увеличивается и точка, изображающая режим в цепи неоновой лампы, перемещается по линии $0lm$, а точка изображающая ток в сопротивлении R — по линии Im'. Когда напряжение на конденсаторе достигнет напряжения зажигания, т. е. при $u_к=U_з$, ток i, протекающий в цепи неоновой лампы, будет равен $I_з$ (точка m), а ток в сопротивлении R будет равен $i_{Rз}$ (точка m'). Легко видеть, что при этом $i_{Rз}>I_з$, и потому ток в цепи конденсатора C

имеет направление, показанное стрелкой на рис. 4-1, и равен

$$i_{к} = i_{R з} - I_{з} > 0.$$

Таким образом, после того как напряжение на конденсаторе достигнет значения $U_{з}$, конденсатор продолжает заряжаться. Однако при дальнейшем увеличении напряжения на конденсаторе, а следовательно, и на неоновой лампе возникает тлеющий разряд, т. е. лампа зажигается.

В процессе зажигания лампы точка, изображающая режим цепи неоновой лампы, начинает перемещаться по участку mn (см. рис. 4-3); при этом напряжение на неоновой лампе быстро падает. В то же время напряжение на конденсаторе C вследствие инерционных свойств его быстро уменьшиться не может, и возникающая разность между напряжением на конденсаторе и суммой напряжения на неоновой лампе и падения напряжения на сопротивлении r начинает уравновешиваться э. д. с. самоиндукции в этой цепи. Если индуктивность цепи неоновой лампы достаточно мала, то э. д. с. самоиндукции, необходимая для равновесия, образуется при большой скорости возрастания тока в этой цепи, в результате чего напряжение на конденсаторе практически почти не меняется, положение равновесия s быстро проходится и изображающая точка переходит в положение p. Неоновая лампа при этом оказывается зажженной.

Как только неоновая лампа будет зажжена, ток в ней $i = I_{макс}$ (точка p) станет больше тока $i_{R з}$ в сопротивлении R (точка m'), и потому ток в цепи конденсатора C изменит свое направление и станет равным $i_{к} = i_{R з} - I_{макс} < 0$. Конденсатор начнет разряжаться, и напряжение на нем уменьшается. При этом точка, изображающая режим цепи неоновой лампы, перемещается по участку pn, а точка, показывающая ток i_{R} в сопротивлении R,— по участку $m'n'$.

Когда напряжение на конденсаторе уменьшится до значения $U'_{г}$, ток $I_{г}$ в цепи с неоновой лампой (точка n) останется больше тока $i_{R г}$ в сопротивлении R (точка n'). При этом конденсатор продолжает разряжаться. Однако с дальнейшим уменьшением напряжения на конденсаторе условия поддержания тлеющего разряда в неоновой лампе не выполняются, и она начинает гаснуть. Аналогично, как и при зажигании, вследствие инерционных свойств конден-

сатора в процессе погасания лампы положение равновесия s быстро проходится и изображающая точка переходит в положение l. Далее процесс периодически повторяется.

В действительности динамические вольт-амперные характеристики неоновой лампы при быстро протекающих процессах зажигания и погасания отличаются от описанной статической характеристики. Однако это обстоятельство не меняет существа работы схемы. Произведенное рассмотрение работы схемы на рис. 4-1 позволяет сформулировать условие самовозбуждения ее.

Для того чтобы точка s (см. рис. 4-3) лежала на участке кривой $\varphi(i)$, необходимо выполнение условия

$$R_{мин} < R < R_{макс}, \tag{4-4}$$

где $R_{макс}$ и $R_{мин}$ — предельные значения сопротивления R.

На рис. 4-3 пунктиром показаны характеристики $\psi'(i_R)$ и $\psi''(i_R)$ при $R = R_{макс}$ и $R = R_{мин}$.

Из данного построения непосредственно следует:

$$U_Б - I_з R_{макс} = U_з + I_з r \quad \text{(точка } m\text{)}$$

и

$$U_Б - I_г R_{мин} = U_г + I_г r \quad \text{(точка } n\text{)},$$

откуда получаем:

$$R_{макс} = \frac{U_Б - (U_з + I_з r)}{I_з} \tag{4-5}$$

и

$$R_{мин} = \frac{U_Б - (U_г + I_г r)}{I_г}. \tag{4-6}$$

Условие (4-5) обеспечивает зажигание неоновой лампы. Сопротивление $R_{макс}$ обычно имеет порядок

$$R_{макс} = (120 - 100)\, Мом.$$

Условие (4-5(обеспечивает зажигание неоновой лампы.

Кроме условий (4-5) и (4-6), для образования колебаний необходимо также, чтобы емкость C была не очень мала. Тогда за время протекания скачка режима напряжение на конденсаторе C не успеет существенно измениться.

На рис. 4-4 приведены графики изменения во времени напряжения на конденсаторе $u_к$ и токов в цепях: конденсатора $i_к$, неоновой лампы i и сопротивления R i_R.

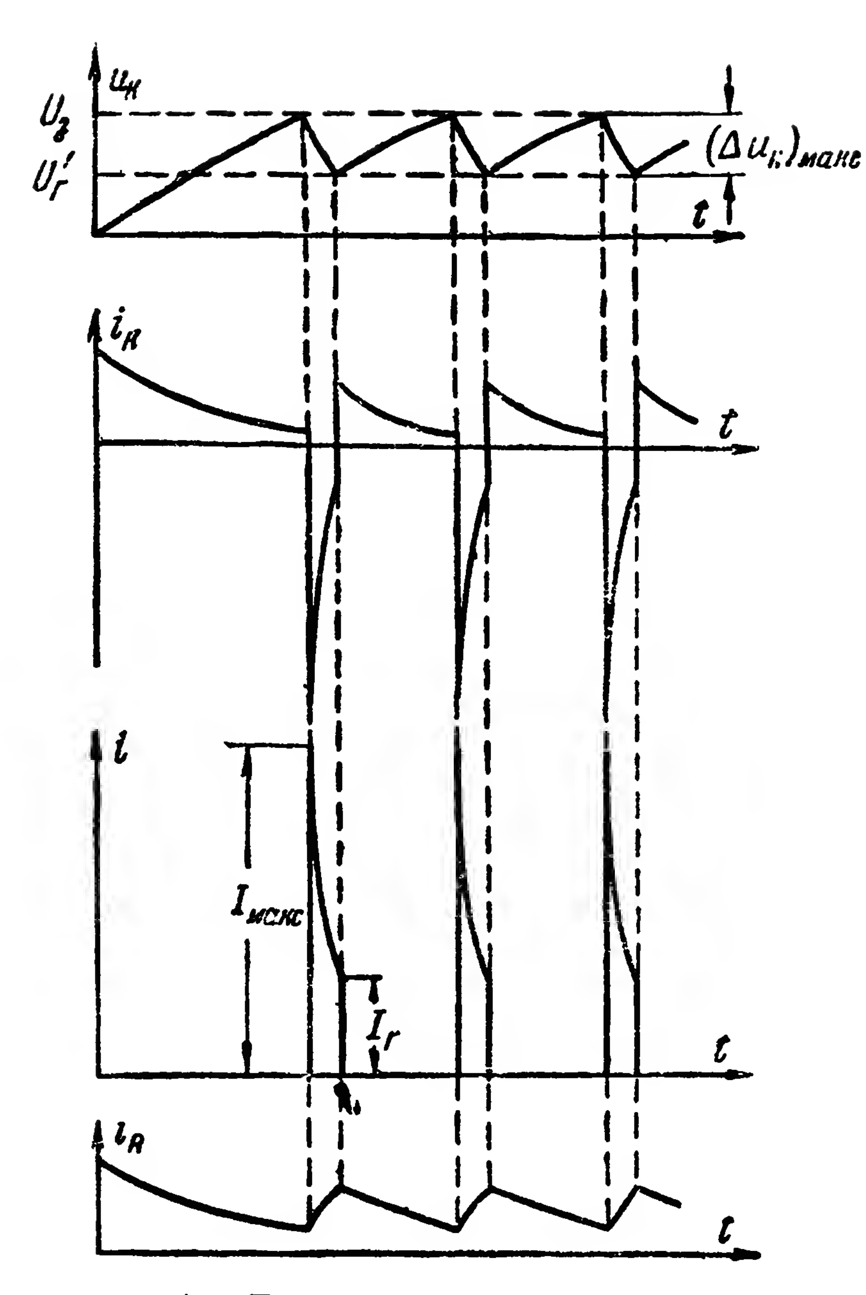


Рис. 4-4. Графики зависимости от времени напряжения на конденсаторе и токов в отдельных цепях генератора импульсов с неоновой лампой.

Напряжение на выход генератора может сниматься с любой из точек схемы. Получаемые импульсы токов и соответствующих напряжений имеют форму, отличную от прямоугольной, однако с помощью устройств формирования, рассматриваемых ниже, эти импульсы могут быть преобразованы в прямоугольные.

б) Расчет генератора с неоновой лампой

Учитывая, что время протекания процессов ионизации и деионизации в неоновой лампе весьма мало (10^{-5}—10^{-3} *сек*), период колебаний можно определить по формуле

$$T = t_1 + t_2, \tag{4-7}$$

где t_1 — время заряда конденсатора C от напряжения

$$U'_г = U_г + I_г r \tag{4-8}$$

до напряжения зажигания $U_з$ (рис. 4-3);

t_2 — время разряда конденсатора C от напряжения $U_з$ до напряжения $U'_г$.

Так как ток темнового разряда $i_з$ весьма мал, то, пренебрегая его влиянием, можно полагать, что при заряде конденсатора, когда неоновая лампа погашена, сопротивление, шунтирующее конденсатор в схеме на рис. 4-1, равно бесконечности. Как известно, в такой схеме изменение напряжения на конденсаторе при начальном напряжении на нем, равном $U'_г$, может быть определено по формуле

$$u_к = U_Б\left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_1}}\right) + U'_г e^{-\frac{t_1}{\tau_1}}, \tag{4-9}$$

где $\tau_1 = RC$ — постоянная времени заряда конденсатора.

Время заряда конденсатора может быть найдено из условия, что при $t = t_1$ $u_к = U_з$. Используя это условие и решая уравнение (4-9) относительно t_1, получим:

$$t_1 = \tau_1 \ln \frac{U_Б - U'_г}{U_Б - U_з}. \qquad (4\text{-}10)$$

Для определения времени разряда конденсатора составим систему уравнений, характеризующих работу схемы на рис. 4-1 при зажженной неоновой лампе НЛ:

$$U_Б = i_R R + u_{н.л} + ir;$$

$$U_Б = i_R R + u_к;$$

$$i = i_R - i_к;$$

$$i_к = C \frac{du_к}{dt}.$$

Решая эти уравнения совместно относительно $u_к$, получаем:

$$C \frac{rR}{R+r} \cdot \frac{du_к}{dt} + u_к = \frac{U_Б r + u_{н.л} R}{R+r}. \qquad (4\text{-}11)$$

С небольшой погрешностью напряжение горения неоновой лампы можно считать постоянным $u_{н.л} = U_г$. В таком случае правая часть уравнения (4-11) является постоянной величиной, а само уравнение (4-11) аналогично уравнению заряда конденсатора в цепи с сопротивлением $\frac{rR}{R+r}$ под действием напряжения

$$U_0 = \frac{U_Б r + U_г R}{R+r}. \qquad (4\text{-}12)$$

Решение уравнения (4-11), когда начальное напряжение на конденсаторе равно $U_з$, имеет вид:

$$u_к = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right) + U_з e^{-\frac{t}{\tau_2}}, \qquad (4\text{-}13)$$

где

$$\tau_2 = C \frac{rR}{R+r}. \qquad (4\text{-}14)$$

Время разряда может быть определено из условия, что при $t = t_2$ $u_к = U'_г$.

Используя это условие и решая уравнение (4-13) относительно t_2, получим:

$$t_2 = \tau_2 \ln \frac{U_з - U_0}{U'_г - U_0}. \quad (4\text{-}15)$$

Часто $t_2 \ll t_1$, и потому

$$T \approx t_1.$$

Экспериментальные исследования показывают, что формулы (4-10) и (4-15) дают небольшую погрешность в определении периода T и соответственно частоты $f = \frac{1}{T}$ колебаний, если $f \leqslant 200$ *гц*. При этих частотах $t \geqslant 5$ *мсек* и время протекания процессов ионизации и деионизации практически не влияет на период колебаний.

Амплитуда изменения напряжения на конденсаторе

$$(\Delta u_к)_{макс} = U_з - U'_г. \quad (4\text{-}16)$$

Амплитуда тока в цепи с неоновой лампой может быть найдена из условия

$$U_з = U_г + I_{макс} r,$$

и следовательно,

$$I_{макс} = \frac{U_з - U_г}{r}. \quad (4\text{-}17)$$

Значение тока в этой цепи в момент, предшествующий погасанию неоновой лампы, равно $I_г$.

в) Вариант схемы генератора с неоновой лампой

На рис. 4-5 изображен вариант схемы генератора с неоновой лампой, в котором конденсатор C включен параллельно сопротивлению R. В этом случае напряжение источника питания $U_Б$ в первый момент его подключения оказывается полностью приложенным к *НЛ*, и она зажигается.

По мере заряда конденсатора C напряжение на лампе падает, и когда оно достигает значения $U_г$, лампа гаснет.

Конденсатор C начинает разряжаться на сопротивление R. Напряжение на лампе при этом возрастает, и когда оно достигает напряжения зажигания $U_з$, лампа зажигается, начинается заряд конденсатора и т. д.

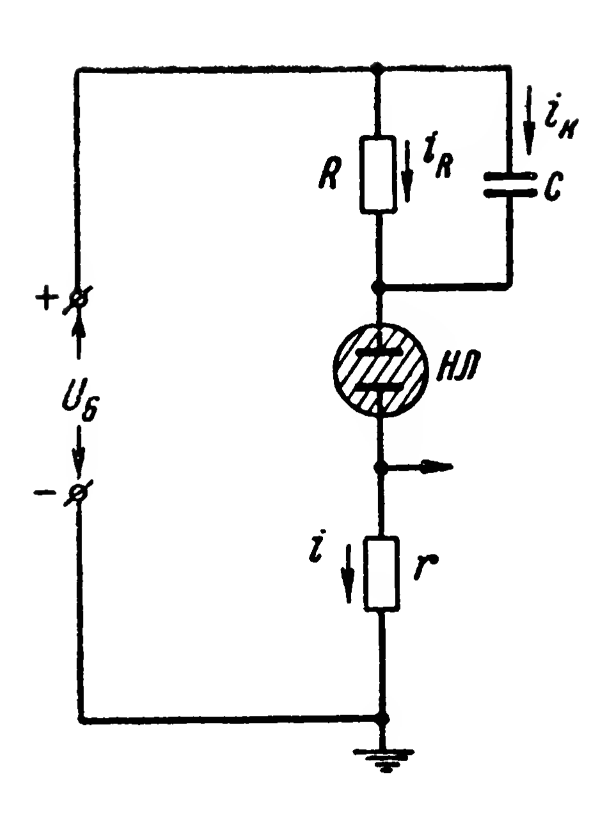


Рис. 4-5. Вариант схемы генератора с неоновой лампой.

Нетрудно показать, что условия существования колебаний в данной схеме такие же, как и в схеме на рис. 4-1. При одинаковых параметрах элементов схем на рис. 4-1 и 4-5 время заряда конденсатора в схеме на рис. 4-5 равно времени разряда его в схеме на рис. 4-1, а время разряда конденсатора в схеме на рис. 4-5 равно времени заряда его в схеме на рис. 4-1.

Таким образом, формулы (4-15) и (4-10) могут быть использованы также и для определения периода колебаний в схеме на рис. 4-5.

4-2. Генераторы с тиратронами

а) Генераторы с одним тиратроном

Недостатком генераторов с неоновой лампой является малое значение токов генерируемых импульсов.

Этот недостаток устраняется в генераторах с тиратронами.

Вольт-амперная характеристика тиратрона имеет те же свойства, что и характеристика неоновой лампы (рис. 4-2), поэтому генераторы с тиратроном могут быть построены по таким же схемам, как и генераторы с неоновой лампой.

Рис. 4-6. Схема генератора с одним тиратроном.

На рис. 4-6 изображена схема генератора импульсов с тиратроном, аналогичная схеме на рис. 4-1.

Расчет периода и частоты пульсации рассматриваемого

генератора импульсов может быть произведен так же, как и для генератора импульсов с неоновой лампой.

Отличительной особенностью данного генератора является то, что напряжение зажигания (возникновения газового разряда при изменении напряжения на аноде) $U_{за}$ зависит от величины напряжения на сетке $u_с$. Таким образом, изменяя напряжение $u_с$, можно изменять частоту колебаний. Для существования колебаний напряжение на сетке $u_с$ должно быть таким, чтобы выполнялось условие.

$$U_Б > U_{за}. \quad (4\text{-}18)$$

Это условие непосредственно вытекает из (4-5).

Если напряжение на сетке изменить таким образом, чтобы условие (4-18) не выполнялось ($U_Б < U_{за}$), то колебания прекратятся. Следовательно, изменением напряжения на сетке можно запускать генератор и прекращать его работу.

В схеме на рис. 4-6 могут использоваться как тиратрон с накаливаемым катодом, так и безнакальные тиратроны (с холодным катодом). Преимуществами безнакальных тиратронов являются меньшее потребление энергии источников питания и больший срок службы. Эти качества обусловливают перспективность применения их в системах телеуправления телеконтроля, и потому в дальнейшем будут рассматриваться схемы генераторов и других устройств лишь с безнакальными тиратронами. При использовании в этих устройствах тиратронов с накаливаемым катодом требуется только небольшое изменение схем подачи напряжения на управляющие сетки.

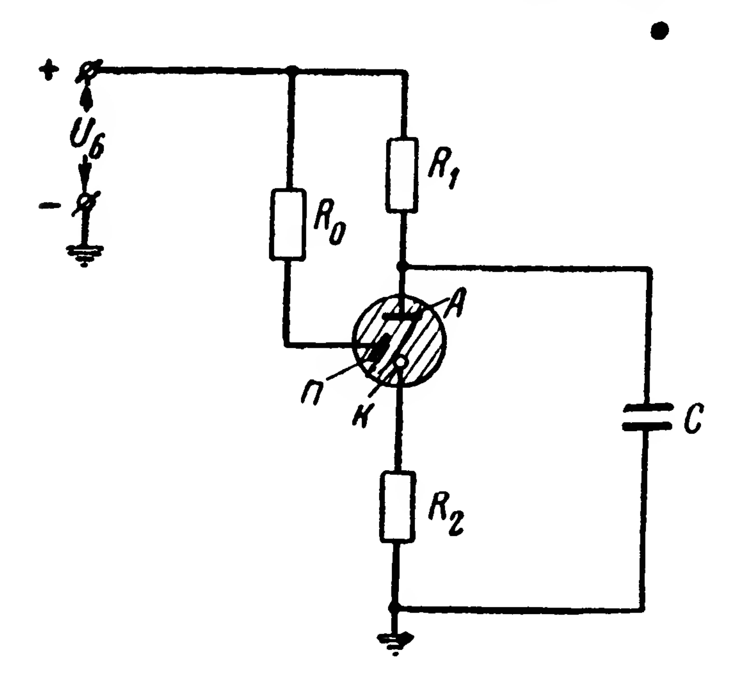


Рис. 4-7. Схема генератора с одним безнакальным тиратроном.

На рис. 4-7 приведена схема генератора с безнакальным тиратроном. В данном случае напряжение смещения подается на пусковой анод *П* от общего источника с напряжением $U_Б$ через сравнительно большое сопротивление R_0=5—30 *Мом*. При этом на участке пусковой анод *П* —

катод K образуется ток темнового разряда порядка 10^{-6}—10^{-5} *а*, близкий по величине к току начала возникновения тлеющего разряда. Разряд, однако, не возникает из-за наличия большого сопротивления R_0. Образование темнового тока на участке пусковой анод — катод обусловливает стабилизацию напряжения зажигания $U_{за}$ на участке анод A — катод K, а также уменьшение времени развития процесса ионизации. Последние обстоятельства связаны с тем, что начальная ионизация при наличии темнового разряда значительно интенсивнее ионизации, вызываемой внешними ионизирующими факторами, которые подвержены обычно беспорядочным изменениям с течением времени. Влияние этих изменений в данном случае устраняется.

Описанный способ стабилизации предложен Л. Н. Кораблевым [Л. 158 и 159].

б) Генераторы с двумя тиратронами

В генераторах с неоновой лампой и одним тиратроном генерируемые импульсы имеют экспоненциальную форму. Для получения импульсов с формой, близкой к прямоугольной, могут использоваться генераторы с двумя тиратронами. Примеры схем таких генераторов показаны рис. 4-8 и 4-10.

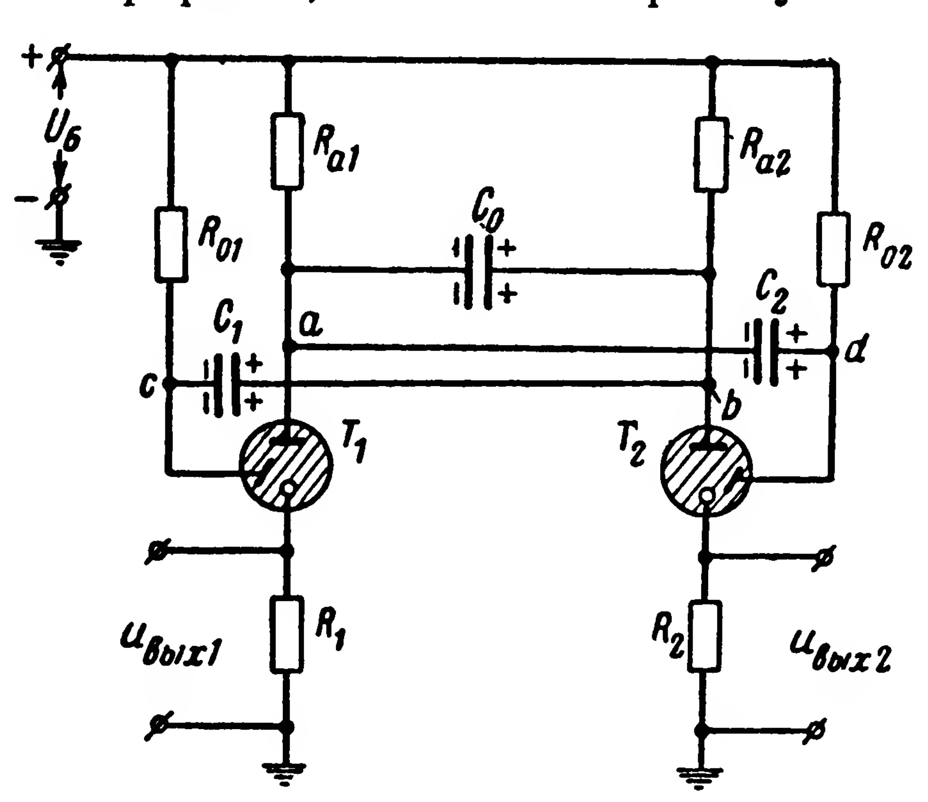


Рис. 4-8. Схема генератора с двумя безнакальными тиратронами.

Рассмотрим работу схемы на рис. 4-8. Допустим, что катодная цепь тиратрона T_2 разорвана. При этом тиратрон T_2 будет погашен, а T_1 — гореть. Конденсаторы C_0 и C_1 будут заряжены, как показано на рисунке. С замыканием катодной цепи тиратрона T_2 он загорится, что вызовет резкое падение потенциала на его аноде (точка *b*). Так как напряжения на конденсаторах C_0 и C_1 в первый момент остаются неизменными, то в точках *a* и *c* произойдет уменьшение потенциалов, равное уменьшению потенциала в точке *b*. Другими словами, с зажиганием тиратрона T_2 начнет-

ся перезаряд конденсаторов C_0 и C_1. Токи перезаряда этих конденсаторов, протекая через сопротивления R_{a1} и R_{01}, вызовут уменьшение потенциалов в точках a и c. В результате уменьшения потенциала на аноде тиратрона T_1 последний погаснет. Через некоторое время перезаряд опрокидывающего конденсатора C_0 окончится и на аноде ти-

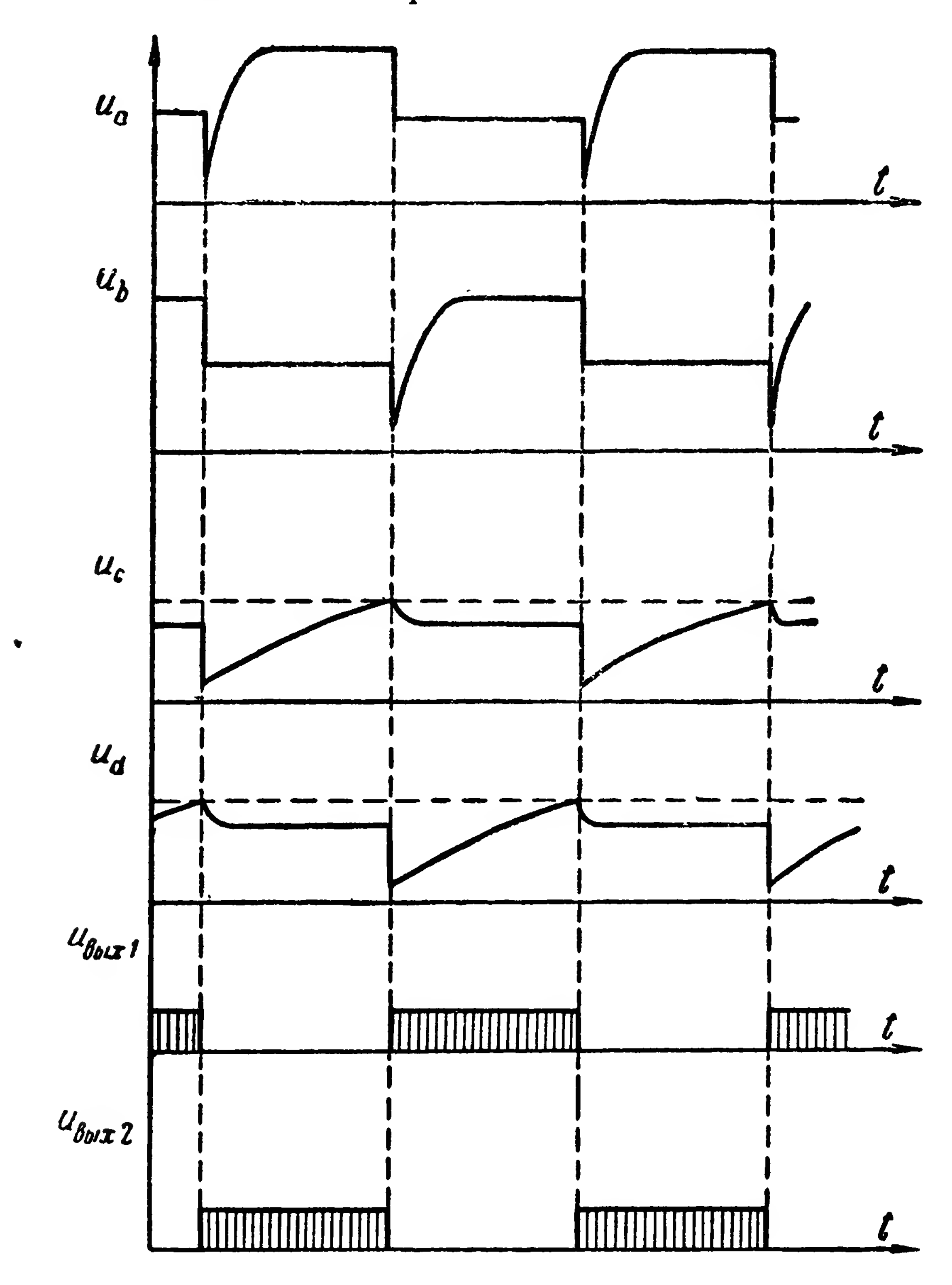


Рис. 4-9. Графики зависимости от времени напряжений на отдельных участках схемы генератора с двумя безнакальными тиратронами.

ратрона T_1 восстановится напряжение, равное $U_Б$. Постоянная времени перезаряда конденсатора C_1 ($\tau_1 \approx C_1R_{01}$) больше постоянной времени перезаряда опрокидывающего конденсатора C_0($\tau_0 \approx C_0R_{a1}$), и потому к моменту восстановления напряжения на аноде T_1 напряжение на пусковом аноде его (точка c) остается меньшим напряжения зажигания. При зажженном тиратроне T_2 и погашенном T_1

происходит также быстрый перезаряд конденсатора C_2 через сравнительно малые сопротивления R_{a1}, R_2 и участок пусковой анод — катод тиратрона T_2.

По мере перезаряда конденсатора C_1 напряжение на пусковом аноде тиратрона T_1 увеличивается, и когда оно достигает напряжения зажигания, этот тиратрон зажигается, потенциал в точке a резко падает, что вызывает соответствующее уменьшение потенциалов в точках b и d и погасание тиратрона T_2. Далее схема работает аналогично описанному.

Работа схемы на рис. 4-8 иллюстрируется потенциальной диаграммой на рис. 4-9, где u_a, u_b, u_c и u_d — потенциалы в соответствующих точках схемы. Напряжения на выходе генератора $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$ могут сниматься с катодных сопротивлений $R_{к1}$ и $R_{к2}$.

Расчет периода колебаний и длительности генерируемых импульсов в рассматриваемой схеме сводится к определению времени перезаряда конденсаторов C_1 и C_2.

Изменение напряжения $u_{к1}$ на конденсаторе C_1 может быть определено по известной формуле:

$$u_{к1} = U_{у1}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) + U_{н1} e^{-\frac{t}{\tau_1}}, \qquad (4\text{-}18)$$

где $U_{у1}$ — конечное напряжение, которое установилось бы на конденсаторе C_1, если бы не было скачка режима и параметры схемы не менялись;

$U_{н1}$ — начальное напряжение на конденсаторе C_1 при $t = 0$;

τ_1 — постоянная времени цепи перезаряда конденсатора.

Допустим, что при $t = 0$ происходят зажигание тиратрона T_2 и погасание тиратрона T_1; тогда

$$U_{н1} = -(U_Б - u_c) = -[U_Б - (U_{г\,п} + I_{T1}R_1)]; \qquad (4\text{-}19)$$

$$U_{у1} = U_Б - u_b = U_Б - (U_{г.а} + I_{T2}R_2); \qquad (4\text{-}20)$$

$$\tau_1 \approx R_{01}C_1. \qquad (4\text{-}21)$$

При этом

$U_{г.п}$ — напряжение между пусковым анодом и катодом при горящем тиратроне;

$U_{г.а}$ — напряжение между основным анодом и катодом при горящем тиратроне;

I_{T1} и I_{T2} — токи, протекающие через тиратроны T_1 и T_2, когда они горят; очевидно, что

$$I_{T1} = \frac{U_Б - U_{г.а}}{R_{a1} + R_1}$$

и

$$I_{T2} = \frac{U_Б - U_{га}}{R_{a2} + R_2}.$$

Время перезаряда конденсатора C_1 может быть найдено из условия, что зажигание тиратрона T_1 (скачок режима) произойдет, когда $u_{к1} = U_{к1з}$, причем

$$U_{к1з} = U_{з.п} - u_b = U_{з.п} - (U_{г.а} + I_{T2}R_2), \qquad (4\text{-}22)$$

где $U_{з.п}$ — напряжение зажигания на пусковом аноде при напряжении на основном аноде, равном $U_Б$.

Полагая, что при $t = t_1$ и $u_{к1} = U_{к1з}$, из формулы (4-18) получим:

$$t_1 = \tau_1 \ln \frac{U_{y1} - U_{н1}}{U_{y1} - U_{y1з}}. \qquad (4\text{-}23)$$

Подставляя в данную формулу значения напряжений U_{y1}, $U_{н1}$, $U_{к1з}$, получим:

$$t_1 = \tau_1 \ln \frac{2U_Б - (U_{г.а} + U_{г.п} + I_{T1}R_1 + I_{T2}R_2)}{U_Б - U_{з.п}}. \qquad (4\text{-}24)$$

Учитывая симметрию схемы на рис. 4-8, время перезаряда конденсатора C_2 можно получить из (4-24) изменением индекса 1 на 2:

$$t_2 = \tau_2 \ln \frac{2U_Б - (U_{г.а} + U_{г.п} + I_{T2}R_2 + I_{T1}R_1)}{U_Б - U_{з.п}}. \qquad (4\text{-}25)$$

Пренебрегая временем развития ионизации, период колебания можно определить по формуле

$$T = t_1 + t_2.$$

Емкость опрокидывающего конденсатора C_0 может быть определена из условия, что время восстановления напряжения на аноде погасшего тиратрона до значения $U_{г.а}$ должно быть больше времени деионизации. При этом максимальное время деионизации примерно равно 10^{-3} *сек.*

Схема, изображенная на рис. 4-10, работает аналогично схеме на рис. 4-8 и отличается от последней лишь двумя обстоятельствами:

1. При зажигании одного из тиратронов погасание другого происходит вследствие увеличения падения напряже-

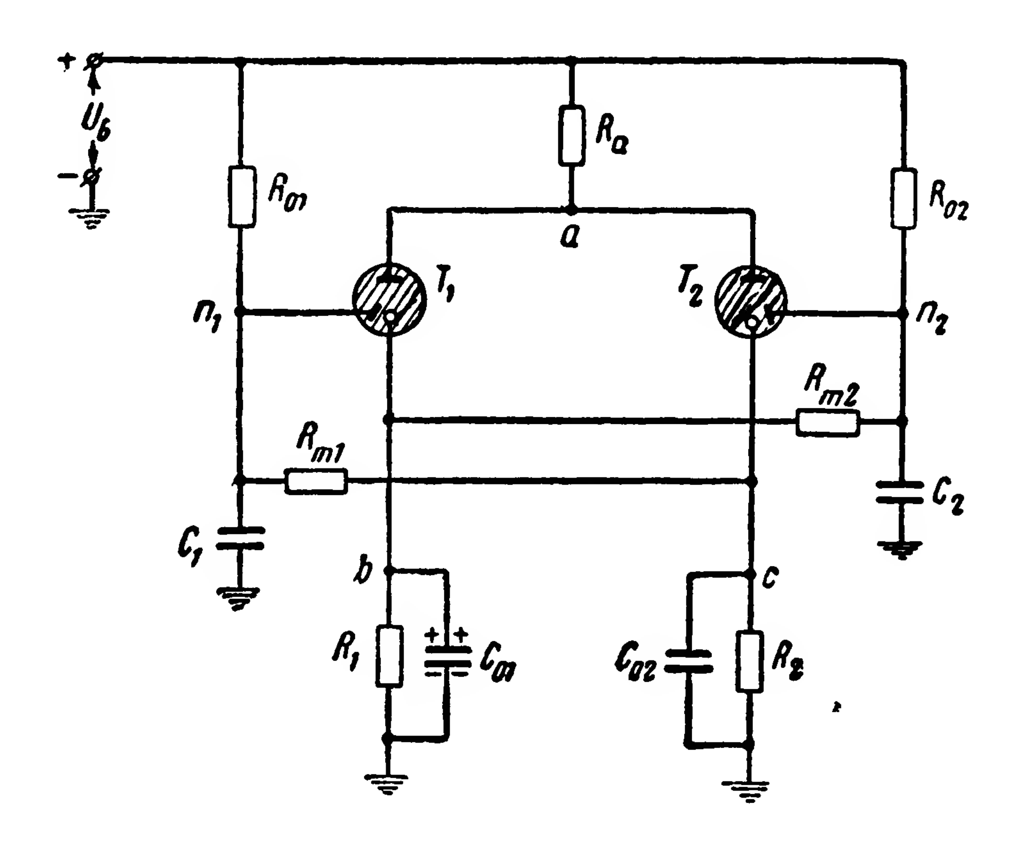


Рис. 4-10. Вариант схемы генератора с двумя безнакальными тиратронами.

ния на общем анодном сопротивлении $R_а$. Так, например, если тиратрон T_1 горит, а T_2 погашен, то между анодом и катодом тиратрона T_1 устанавливается напряжение горения $U_{г.а}$, опрокидывающий конденсатор C_{01} заряжен до напряжения, равного падению напряжения на сопротивлении R_1, а конденсатор C_{02} разряжен. С зажиганием тиратрона T_2 увеличивается ток в сопротивлении $R_а$ и потенциал точки *a* падает. Так как в первый момент потенциал точки *b*, равный напряжению на конденсаторе C_{01}, остается неизменным, то напряжение между анодом и катодом тиратрона T_1 становится меньше $U_{г.а}$, и он гаснет.

2. Параметры схемы подбираются таким образом, что напряжение $u_{п1}$ на пусковом аноде горящего тиратрона весьма мало. Так, например, если тиратрон T_1 горит, а T_2

погашен, то напряжение на пусковом аноде тиратрона T_1 равно

$$u_{п1} \approx U_Б \frac{R_{m1} + R_2}{R_{01} + R_{m1} + R_2} \approx U_Б \frac{R_{m1} + R_2}{R_{01}} \ll U_Б,$$

так как
$$R_{m1} + R_2 \ll R_{01}.$$

Напряжение на пусковом аноде погасшего тиратрона повышается по мере заряда конденсатора C_2 или C_1 под действием напряжения, снимаемого с катодного сопротивления горящего тиратрона T_1 или T_2.

Так, например, при горящем тиратроне T_1 напряжение на пусковом аноде тиратрона T_2 повышается по мере заряда конденсатора C_2 под действием напряжения, снимаемого с сопротивления R_1. Когда это напряжение достигнет напряжения зажигания $U_{з.п}$, тиратрон T_2 зажжется. Это вызовет погасание тиратрона T_1, а конденсатор C_1 начнет заряжаться.

Схема на рис. 4-10 может быть изменена так, чтобы погасание одного тиратрона при зажигании другого происходило под действием общего опрокидывающего конденсатора C_0, как в схеме на рис. 4-8.

Время заряда конденсатора C_1 в схеме на рис. 4-10 может быть рассчитано по формуле (4-23),

При этом

$$U_{н1} = u_{п1} \approx U_Б \frac{R_{m1} + R_2}{R_{01}};$$

$$U_{у1} = I_{т2} R_2 \approx (U_Б - U_{г\,а}) \frac{R_2}{R_а + R_2};$$

$$u_{к1з} = U_{з.п}; \qquad \tau_1 \approx R_{m1} C_1.$$

Время заряда конденсатора C_2 может быть рассчитано, если в этих формулах индекс 1 заменить на 2, а 2 на 1.

в) Стабильность частоты колебаний генераторов с ионными лампами

Стабильность частоты колебаний генераторов с ионными лампами определяется стабильностью напряжения источников питания $U_Б$ и параметров элементов схемы.

Приведенные выше формулы для определения периода и частоты колебаний позволяют оценить изменение их при

изменении напряжения источника питания или параметров отдельных элементов.

Наибольшую нестабильность имеют сами ионные лампы. Разброс параметров у разных ламп одной и той же серии иногда достигает 10—25%, что затрудняет смену и подбор их в схемах. Одна и та же лампа в зависимости от действия температуры, механических вибраций и различных внешних ионизаторов также может изменять свои параметры в довольно значительных пределах.

Можно показать, что чем выше питающее напряжение $U_Б$, тем меньше сказывается его нестабильность. Практически оказывается достаточным выбор $U_Б > 3U_з$ для неоновых ламп или $U_Б > 2U_{з.п}$ для схем с двумя тиратронами. При нормальных величинах сопротивлений порядка до 2—20 *Мом* и емкостей порядка до нескольких микрофарад стабильность и надежность работы рассматриваемых генераторов определяются стабильностью источников питания и параметров ламп при изменении внешних условий (температуры и влажности).

Стабилизация напряжения источников питания ($U_Б$) значительно повышает стабильность частоты. Такая стабилизация может быть выполнена, например, с помощью известных схем с ионными лампами (стабиловольтами).

Генераторы с ионными лампами позволяют получать колебания с частотами от нескольких тысяч герц до одного колебания в несколько минут.

Глава пятая

ГЕНЕРАТОРЫ С ЭЛЕКТРОННЫМИ ЛАМПАМИ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ТРИОДАМИ

5-1. Транзитронные генераторы

С помощью электронных ламп могут быть построены следующие основные типы релаксационных генераторов импульсов: динатронные, транзитронные, мультивибраторы и блокинг-генераторы.

Динатронные генераторы импульсов на практике распространения не получили вследствие малой стабильности их параметров.

Работа этих генераторов основана на использовании явления вторичной эмиссии, которая в обычных лампах силь-

но зависит от чистоты поверхности анода и технологии производства. Специальные лампы («динатроны») применения не получили. Сведения о динатронных генераторах можно найти в литературе [Л. 21 и 64].

а) Транзитронный эффект

Транзитронный эффект заключается в том, что при наличии обратной связи между пентодной и экранирующей сетками пентода может быть получена вольт-амперная характеристика с участком, соответствующим от-

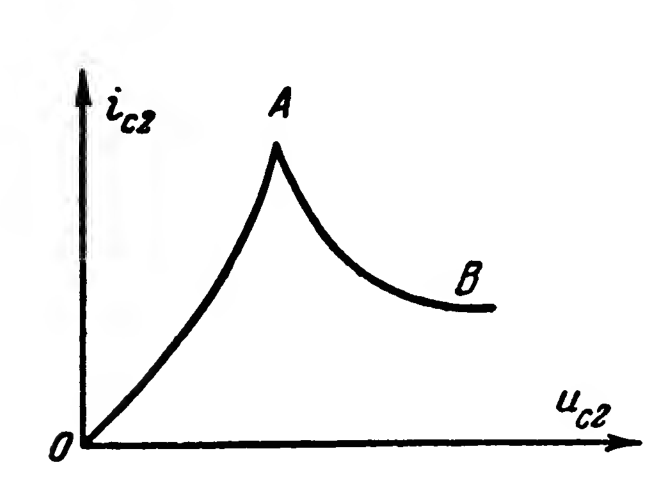


Рис. 5-1. Вольт-амперная характеристика цепи экранирующей сетки при наличии обратной связи между экранирующей и пентодной сетками.

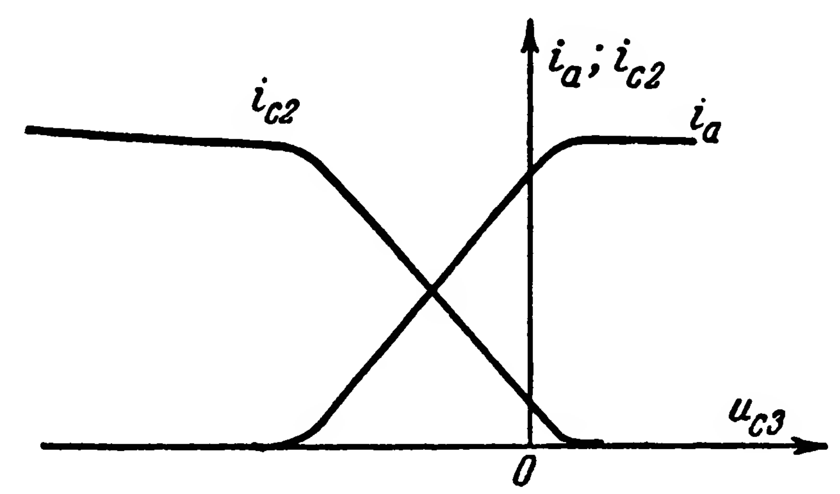


Рис. 5-2. Зависимость токов в цепях анода и экранирующей сетки от напряжения на пентодной сетке.

рицательному сопротивлению. Такая характеристика изображена на рис. 5-1, где i_{c2} — ток экранирующей сетки, а u_{c2} — напряжение на ней.

Транзитронный эффект основан на использовании управляющих свойств пентодной сетки. При изменении напряжения u_{c3} на пентодной сетке происходит перераспределение анодного тока i_a и тока экранирующей сетки i_{c2}, как это показано на рис. 5-2. С увеличением u_{c3} ток i_{c2} уменьшается. Это обстоятельство позволяет получить характеристику вида рис. 5-1 при установлении непосредственной обратной связи между экранирующей и пентодной сетками.

На рис. 5-3 приведена схема, в которой необходимая обратная связь осуществляется через сопротивление R_3.

При малом значении напряжения $U_{Б2}$ напряжение на экранирующей сетке u_{c2} и ток i_{c2} в цепи этой сетки малы. На пентодную сетку при этом подается отрицательное смещение $u_{c3} = U_{Б3} + i_1 R_1$, так как ток i_1, протекающий

через сопротивления R_1, R_2 и R_3, под действием суммарного напряжения $U_{Б3}+U_{Б2}$ при малом значении $U_{Б2}$ будет также мал и $|U_{Б3}|>i_1R_1$.

При отрицательном напряжении на пентодной сетке лампа закрыта по анодному току, и так как напряжение смещения $U_{Б1}$ на управляющей сетке выбрано также отрицательным, то ток в лампе образуется лишь за счет напряжения на экранирующей сетке и протекает в ее цепи.

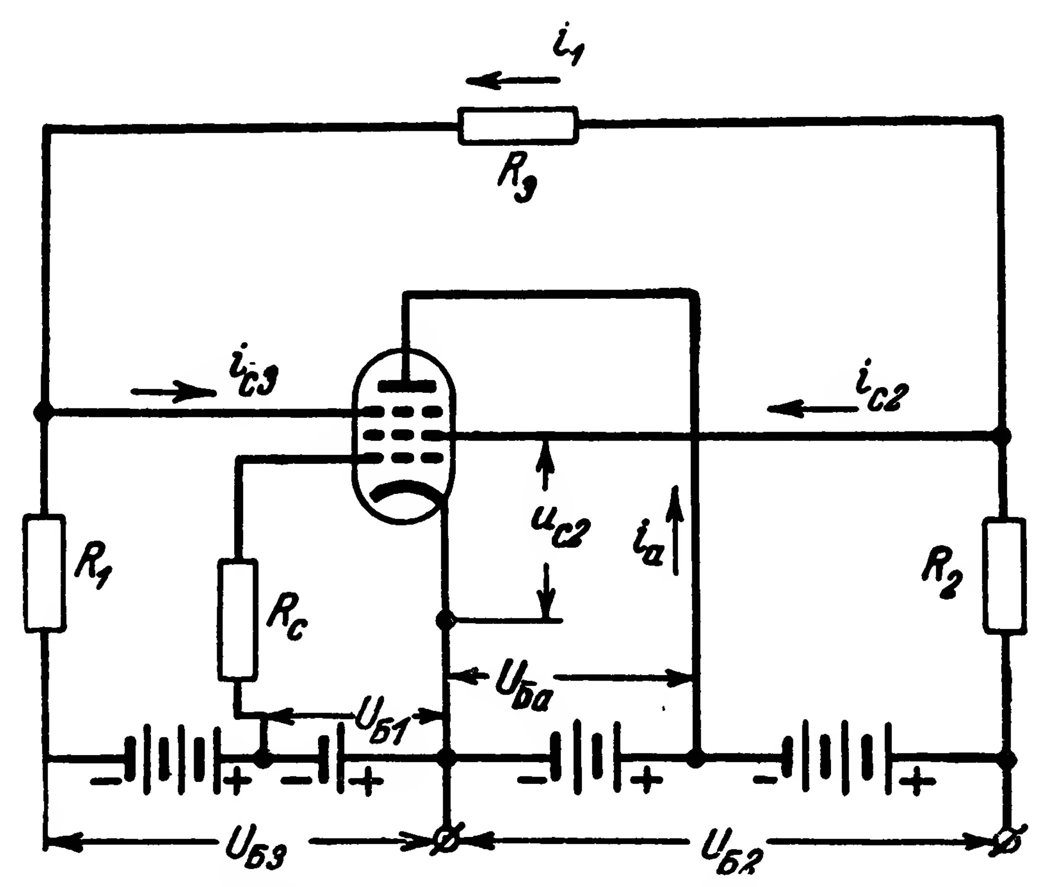


Рис. 5-3. Схема, обеспечивающая получение транзитронного эффекта.

С увеличением напряжения $U_{Б2}$ ток $i_{с2}$ увеличивается; при этом также увеличиваются ток i_1 и напряжение $u_{с3}$ (по абсолютному значению $u_{с3}$ уменьшается).

Рассмотренный процесс соответствует участку $0A$ вольт-амперной характеристики на рис. 5-1. В точке A напряжение $u_{с3}$ на пентодной сетке достигает такого значения, при котором лампа отпирается по анодному току $i_а$. С увеличением анодного тока уменьшается ток экранирующей сетки $i_{с2}$. При этом уменьшается падение напряжения на сопротивлении R_2, что обусловливает увеличение напряжения на сопротивлениях R_1 и R_3 и, следовательно, увеличение тока i_1. Последнее вызывает дополнительное увеличение напряжения на пентодной сетке, что в свою очередь вызывает дополнительное увеличение анодного тока и уменьшение тока экранирующей сетки и т. д. Все это

обусловливает дальнейшее уменьшение тока i_{c2} и увеличение напряжения u_{c2}, что соответствует участку *AB* кривой на рис. 5-1.

б) Транзитронный релаксационный генератор

Релаксационный генератор на базе описанной схемы может быть собран по схеме на рис. 5-4. Такой генератор называют транзитронным.

Как видно, схема генератора отличается от схемы на рис. 5-3 тем, что вместо сопротивления связи R_3 между экранирующей и пентодной сетками включается конденса-

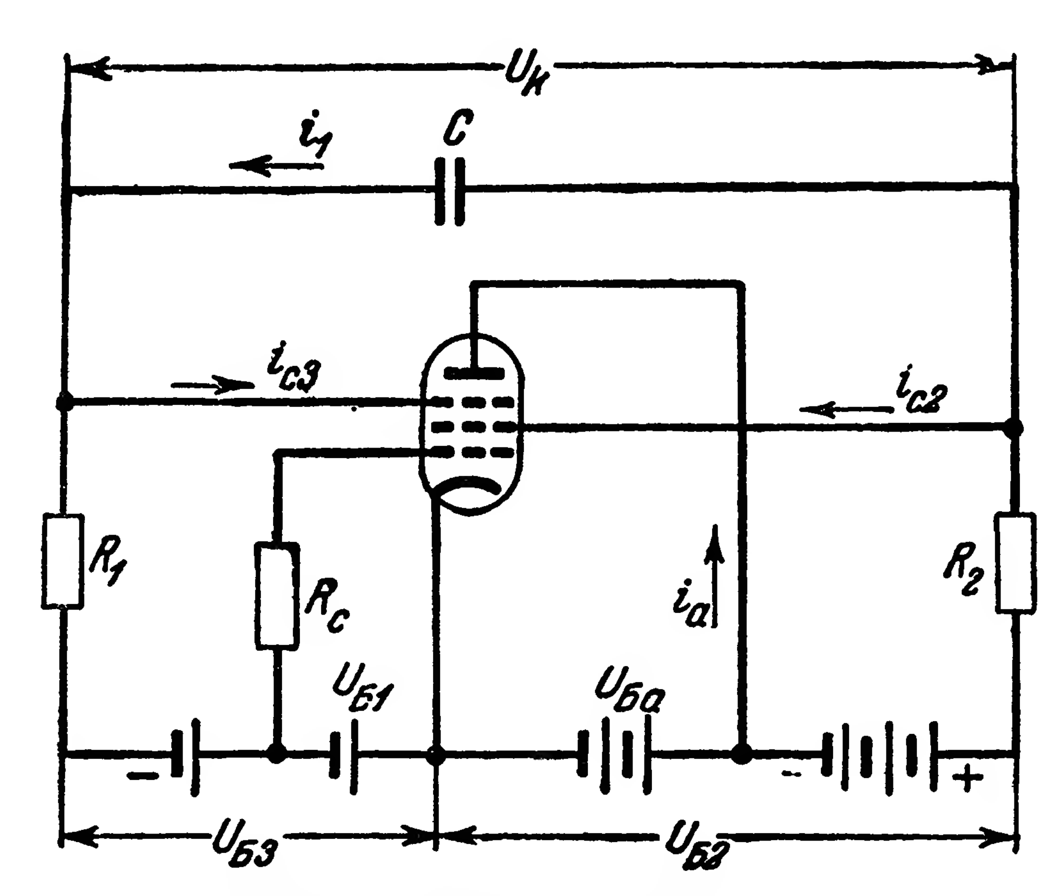


Рис. 5-4. Схема транзитронного генератора.

тор связи *C*. Это обеспечивает возможность получения периодических колебаний. Вследствие инерционных свойств конденсатора при быстрых изменениях тока экранирующей сетки напряжение на конденсаторе *C* остается неизменным и изменение напряжения на экранирующей сетке передается на пентодную.

Работа генератора может быть пояснена следующим образом. При подключении питания конденсатор *C* представляет собой как бы место короткого замыкания и по цепи R_2R_1 начинает протекать достаточно большой ток i_1. Лампа открывается по анодному току, а ток экранирующей сетки мал.

По мере заряда конденсатора *C* ток i_1 и положительное напряжение на сопротивлении R_1 уменьшаются. При неко-

тором значении тока i_1 это напряжение становится меньшим абсолютного значения отрицательного напряжения $U_{Б3}$, вследствие чего напряжение на пентодной сетке становится отрицательным и лампа начинает запираться по анодному току.

С уменьшением анодного тока $i_а$ увеличивается ток экранирующей сетки, вследствие чего увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_2. Это вызывает дополнительное уменьшение напряжения на сопротивлении R_1, что в свою очередь вызывает уменьшение напряжения на пентодной сетке и, следовательно, дополнительное уменьшение анодного тока и увеличение тока экранирующей сетки и т. д.

Таким образом, с началом запирания лампы по анодному току напряжение на пентодной сетке воздействует на ток экранирующей сетки, а напряжение на последней в свою очередь так воздействует на напряжение на пентодной сетке, что происходит непрерывное увеличение тока экранирующей сетки. Скорость протекания этого процесса лимитируется лишь значением паразитных параметров (емкостей и индуктивностей), и так как они малы, то процесс развивается весьма быстро, т. е. происходит скачок токов $i_а$, $i_{с2}$ и напряжений $u_{с3}$ и $u_{с2}$.

Схема переходит в новое положение равновесия, при котором лампа заперта по анодному току, а в цепи экранирующей сетки протекает большой ток.

В этом положении падение напряжения на сопротивлении R_2 из-за большого тока экранирующей сетки велико, вследствие чего сумма этого напряжения и напряжения на конденсаторе С оказывается больше напряжения $U_{Б3} + U_{Б2}$, поэтому конденсатор C начинает разряжаться. Ток разряда конденсатора протекает по цепи экранирующая сетка — катод — источник питания — сопротивление R_1. При этом на сопротивлении R_1 образуется отрицательное напряжение, дающее дополнительное отрицательное смещение на пентодную сетку. По мере разряда конденсатора падение напряжения на сопротивлении R_1 уменьшается, и через некоторое время оно становится столь малым, что сумма напряжения на сопротивлении R_1 и напряжения $U_{Б3}$ (которое выбирается тоже малым) принимает значение, при котором лампа начинает отпираться по анодному току.

С началом отпирания лампы по анодному току происходит уменьшение тока экранирующей сетки. Это вызывает уменьшение напряжения на сопротивлении R_2 и соответственно увеличение напряжения на сопротивлении R_1. Последнее в свою очередь вызывает дополнительное увеличение напряжения на пентодной сетке, что сопровождается увеличением анодного тока и уменьшением тока экрани-

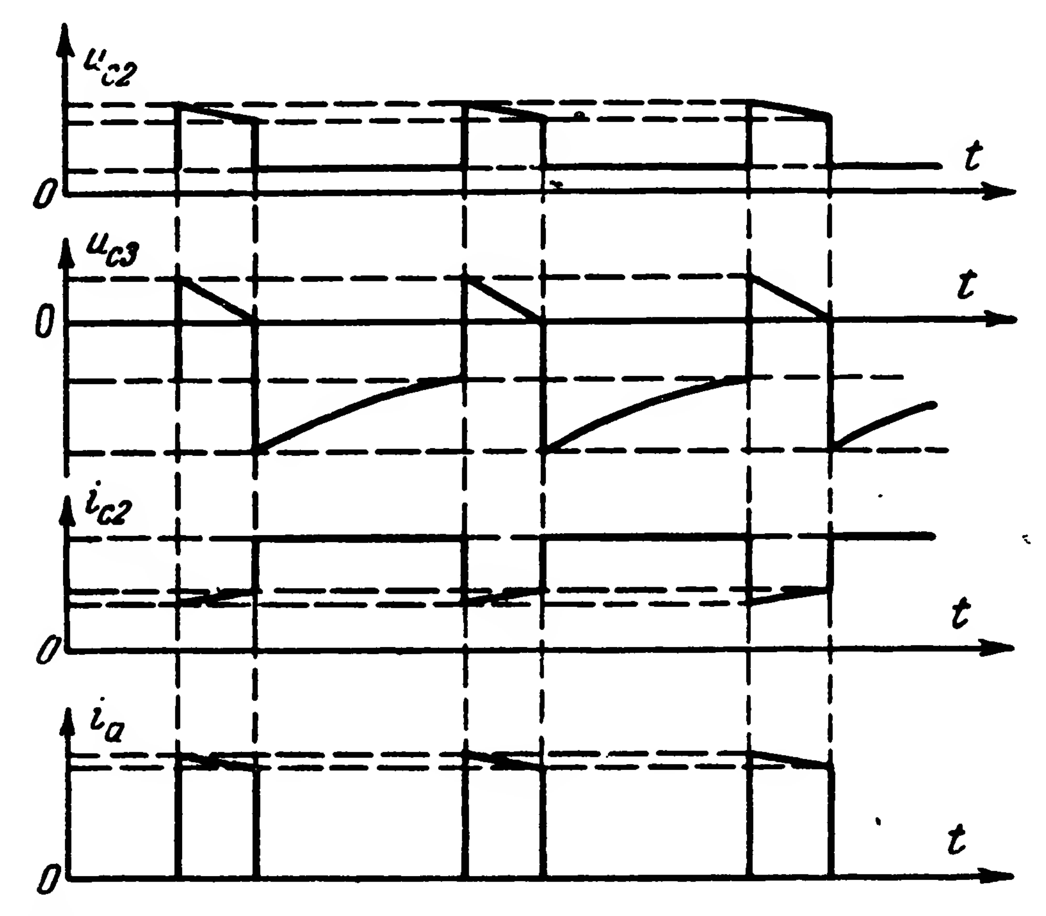


Рис. 5-5. Графики зависимости от времени напряжений на экранирующей и пентодной сетках и токов в цепях экранирующей сетки и анода транзитронного генератора.

рующей сетки и т. д. Происходит скачок токов i_a, i_{c2} и напряжений u_{c3} и u_{c2}; схема переходит в новое положение равновесия, при котором лампа отперта по анодному току, а ток экранирующей сетки мал. В этом положении сумма напряжений на сопротивлении R_2 и конденсаторе C оказывается меньше суммы напряжений $U_{Б3}+U_{Б2}$, вследствие чего конденсатор C начинает заряжаться, а на сопротивлении R_1 образуется напряжение, поддерживающее лампу отпертой по анодному току. Далее процесс будет периодически повторяться.

На рис. 5-5 приведен график изменения во времени напряжений u_{c2}, u_{c3} и токов i_{c2} и i_a.

Как видно из графика, отпирание и запирание лампы по анодному току происходят при разных значениях напряжения на экранирующей сетке, вследствие чего напря-

жение на пентодной сетке при этом также имеет различные значения. Время, в течение которого лампа заперта по анодному току, больше времени, в течение которого она отперта. Это объясняется тем, что когда происходит разряд конденсатора C, напряжение на пентодной сетке отрицательно, ток пентодной сетки практически равен нулю и так как обычно сопротивление R_1 много больше сопротивления участка экранирующая сетка — катод, то постоянная времени цепи разряда конденсатора определяется произведением R_1C. При заряде конденсатора C напряжение на пентодной сетке положительно. Это вызывает протекание тока в ней, вследствие чего сопротивление участка пентодная сетка — катод резко падает, что обусловливает соответствующее уменьшение постоянной времени цепи заряда конденсатора.

5-2. Мультивибраторы

а) Основная схема и работа мультивибратора

Мультивибратором называется генератор, собранный на двухкаскадном усилителе на сопротивлениях с введением обратной связи между выходом и входом усилителя.

Слово «мульти» в переводе с латинского (multum) означает «много». Название этого генератора подчеркивает, что форма кривой генерируемых им импульсов тока или напряжения содержит множество гармоник.

Прототипом большинства схем мультивибраторов является схема, впервые предложенная и описанная в 1918 г. советским ученым А. М. Бонч-Бруевичем в его статье «Комбинированные характеристики катодных реле».

На рис. 5-6 изображена основная схема мультивибратора. Процессы, происходящие в этой схеме, могут быть описаны следующим образом.

Пусть в некоторый момент времени схема находится в положении статического равновесия: токи в цепях сеток (R_{c1}, R_{c2}) не протекают, напряжения на сетках равны нулю ($u_{c1}=0$ и $u_{c2}=0$), лампы $Л_1$ и $Л_2$ открыты. Конденсаторы C_1 и C_2 будут при этом заряжены соответственно до напряжении u_{a2} и u_{a1} на анодах ламп $Л_2$ и $Л_1$.

Допустим теперь, что вследствие какой-либо причины ток i_{a2} в анодной цепи лампы $Л_2$ несколько возрастет (флуктуация анодного тока). Увеличение i_{a2} вызовет увеличение падения напряжения на R_{a2} и, следовательно,

уменьшение напряжения u_{a2} на аноде этой лампы. Это напряжение приложено к последовательно соединенным емкости C_1 и сопротивлению R_{c1}, вследствие чего конденсатор C_1, заряженный ранее до большего напряжения, начнет разряжаться. Ток разряда конденсатора i_{c1}, протекая по сопротивлению R_{c1}, вызовет отрицательное смещение u_{c1} на сетке лампы $Л_1$, вследствие чего анодный ток

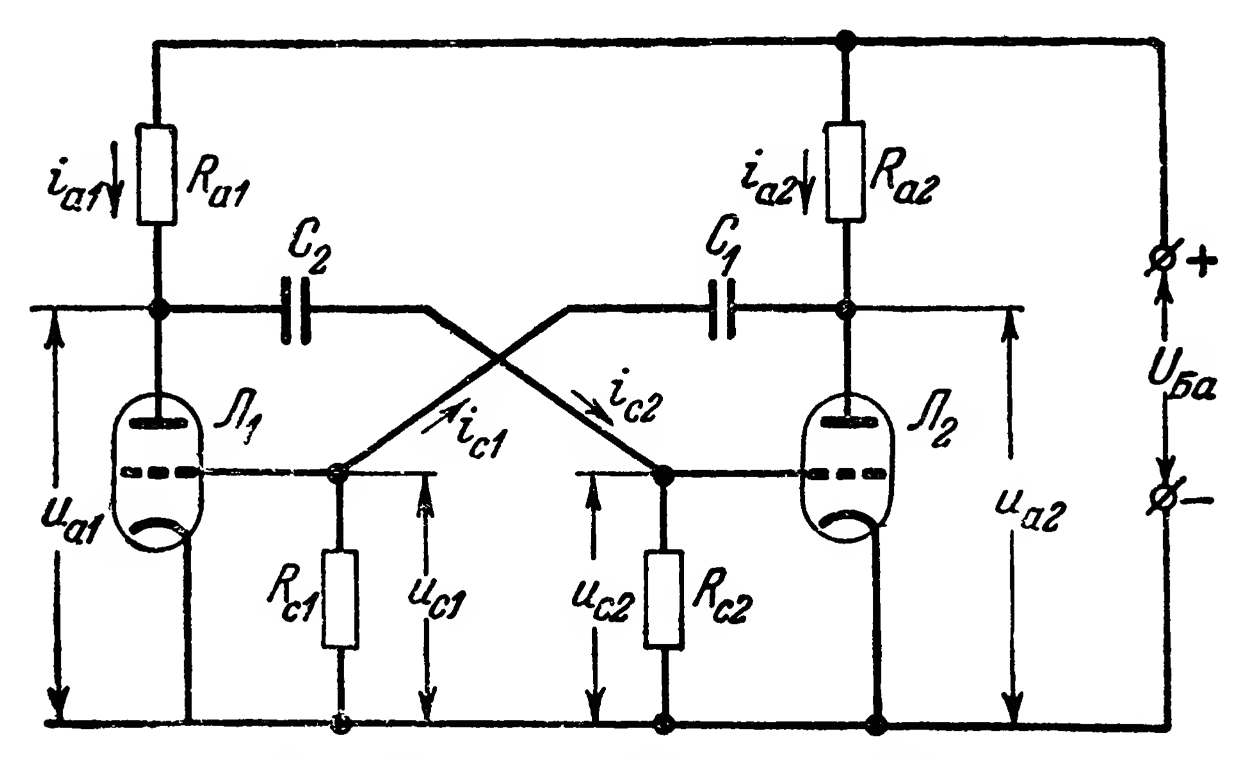


Рис. 5-6. Основная схема мультивибратора.

этой лампы будет уменьшаться, а напряжение на аноде u_{a1} увеличиваться.

Напряжение u_{a1} приложено к последовательно соединенным емкости C_2 и сопротивлению R_{c2}. Конденсатор C_2, заряженный ранее до меньшего напряжения, начнет дозаряжаться. Ток заряда конденсатора i_{c2}, протекая по сопротивлению R_{c2}, вызовет увеличение напряжения u_{c2} на сетке лампы $Л_2$, что в свою очередь вызовет дополнительное увеличение анодного тока этой лампы.

Если коэффициент усиления обоих каскадов больше единицы, то это новое увеличение анодного тока будет превосходить по своему значению первоначальный флуктуационный толчок и, таким образом, случайно возникший процесс будет иметь тенденцию развиваться, произойдет скачок режима. Скорость развития этого процесса определяется постоянными времени анодных цепей ламп, а так как они весьма малы, то напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 во время скачка остаются практически неизменными.

Результатом скачка режима будет то, что лампа $Л_1$ окажется запертой, а лампа $Л_2$ будет открыта и в анодной цепи ее будет протекать относительно большой ток. При этом под действием возросшего напряжения u_{a1} конденсатор C_2 заряжается и напряжение u_{c2} положительно, а вследствие уменьшения u_{a2} конденсатор C_1 разряжается и напряжение u_{c1} отрицательно.

В результате того что $u_{c2} > 0$, в лампе $Л_2$ появляется сеточный ток, что эквивалентно шунтированию сопротивления R_{c2} малым (порядка несколько сотен или тысяч ом) сопротивлением r_{c2} участка сетка — катод лампы $Л_2$. Это обусловливает резкое уменьшение постоянной времени цепи заряда конденсатора C_2, в результате чего он довольно быстро зарядится до напряжения анодной батареи $U_{Б.а}$ (полагаем для простоты, что лампа $Л_1$ запирается полностью), напряжение на сетке $Л_2$ уменьшится до нуля ($u_{c2} = 0$), лампа $Л_2$ остается открытой.

Напряжение на сетке первой лампы $u_{c1} < 0$, сеточный ток в ней отсутствует, и постоянная времени цепи разряда конденсатора C_1 определяется как $\tau_{c2} \approx R_{c1}C_1$, причем сопротивление R_{c1} велико. В результате разряд конденсатора C_1 происходит сравнительно медленно. По мере разряда C_1 уменьшается ток i_{c1}, вследствие чего уменьшается величина отрицательного напряжения на сетке $Л_1$, т. е. u_{c1} увеличивается. Однако пока лампа $Л_1$ остается запертой, увеличение u_{c1} не влияет на ее анодный ток, а следовательно, и на напряжение u_{c2}. Через некоторое время напряжение u_{c1} возрастет до значения u_{c10}, при котором лампа $Л_1$ начнет отпираться, анодный ток ее i_{a1} — увеличиваться, а напряжение u_{a1} — уменьшаться. Уменьшение u_{a1} вызовет соответствующее уменьшение u_{c2}, что в свою очередь вызовет уменьшение i_{a2}, возрастание u_{a2} и, следовательно, дополнительное увеличение u_{c1}. Таким образом, когда напряжение u_{c1} достигает значений, при которых лампа $Л_1$ отпирается и коэффициент усиления обоих каскадов становится больше единицы, вновь происходит скачок режима и схема переходит в такое положение, что лампа $Л_2$ запирается, а в анодной цепи лампы $Л_1$ протекает сравнительно большой ток. Такое изменение положе-

ния схемы называется опрокидыванием. Далее весь процесс протекает аналогично рассмотренному.

Если коэффициент усиления обоих каскадов меньше единицы, то скачкообразного изменения режима происходить не будет, так как изменения токов и напряжений, обусловленные наличием обратной связи, будут меньше первоначальных.

Таким образом, условие самовозбуждения мультивибратора может быть записано в виде

$$K_1 K_2 > 1 \tag{5-1}$$

при $u_{c1} = u_{c2} = 0$,

где K_1 и K_2 — коэффициенты усиления усилителей, собранных на лампах $Л_1$ и $Л_2$.

Эти коэффициенты должны вычисляться для быстропротекающего процесса (скачка режима), и так как напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 при таком процессе остаются неизменными, то изменения напряжений на анодах ламп $Л_1$ и $Л_2$ полностью передаются на сопротивления R_{c2} и R_{c1}. Таким образом, при этом режиме сопротивления конденсаторов как бы равны нулю, а сопротивления R_{a1} и R_{c2} и соответственно R_{a2} и R_{c1} в отношении переменной составляющей напряжения на аноде соединены параллельно.

Если учесть, что обычно

$$\left.\begin{aligned} R_{a1} &\ll R_{c2} \\ \text{и} \quad R_{a2} &\ll R_{c1}, \end{aligned}\right\} \tag{5-2}$$

то коэффициенты усиления каскадов могут быть вычислены по обычным формулам:

$$\left.\begin{aligned} K_1 &= \frac{\mu_1 R_{a1}}{R_{a1} + R_{i1}}; \\ K_2 &= \frac{\mu_2 R_{a2}}{R_{a2} + R_{i2}}, \end{aligned}\right\} \tag{5-3}$$

где μ_1 и μ_2, R_{i1} и R_{i2} — соответственно коэффициенты усиления и внутренние сопротивления ламп $Л_1$ и $Л_2$.

Если внутреннее сопротивление лампы велико ($R_i \gg R_a$, например в случае использования пентодов), то

$$K_1 = S_1 R_{a1} \quad \text{и} \quad K_2 = S_2 R_{a2}.$$

При этом S_1 и S_2 — крутизны статических анодно-сеточных характеристик ламп $Л_1$ и $Л_2$.

Для симметричной схемы $R_{a1} = R_{a2} = R_a$; $S_1 = S_2 = S$, и условие (5-1) запишется в виде

$$\frac{1}{R_a} < S. \qquad (5\text{-}4)$$

Следовательно, сопротивление в анодной цепи должно быть достаточно большим.

При каждом колебании режим схемы проходит через положение неустойчивого равновесия. Для того чтобы режим не мог задерживаться в этом положении даже на некоторое время, необходимо, чтобы постоянные времени протекания процессов в анодных цепях (τ_{a1} и τ_{a2}) были много меньше соответствующих постоянных времени в сеточных цепях (τ_{c1} и τ_{c2}), т. е. необходимо выполнение условий

$$\left.\begin{array}{l} \tau_{a1} \ll \tau_{c2} \\ \text{и} \\ \tau_{a2} \ll \tau_{c1}. \end{array}\right\} \qquad (5\text{-}5)$$

Постоянные времени в (5-5) могут быть определены по формулам

$$\tau_{a1} = R_{a1} C_{a.к1}; \quad \tau_{a2} = R_{a2} C_{a.к2};$$

$$\tau_{c1} = R_{c1} C_1; \quad \tau_{c2} = R_{c2} C_2,$$

где $C_{a.к1}$ и $C_{a.к2}$ — емкости между анодом и катодом ламп $Л_1$ и $Л_2$.

При прочих равных условиях требование (5-5) выполняется тем лучше, чем меньше сопротивления, включаемые в анодную цепь.

Оба условия [(5-4) и 5-5)] выполнить одновременно тем легче, чем бо́льшую крутизну имеют лампы, используемые в схеме мультивибратора.

При вычислении емкостей $C_{a.к1}$ и $C_{a.к2}$ необходимо суммировать емкость анод—катод каждой лампы, емкость

монтажа и входную емкость каждого каскада. Последняя, как известно [Л.70], определяется по формуле

$$C_{вх}=C_{с.к}+C_{с.а}(1+K),$$

где $C_{с.к}$ — емкость сетка—катод;

$C_{с.а}$ — емкость сетка—анод;

K — коэффициент усиления каскада.

б) Расчет мультивибратора и форма генерируемых импульсов

Рассмотрим приближенный метод расчета мультивибратора для режима, описанного выше, т. е. будем полагать, что в каждом крайнем положении одна из ламп полностью заперта, а другая открыта.

Допустим, что в рассматриваемый момент времени произошел описанный выше скачок режима, в результате которого оказалось, что лампа $Л_1$ заперта, а $Л_2$ открыта (рис. 5-6). Вследствие возросшего напряжения u_{a1} конденсатор C_2 будет заряжаться. Так как при этом $u_{c2}>0$ и, следовательно, сопротивление R_{c2} шунтируется малым сопротивлением r_{c2}, то заряд этот происходит очень быстро. Будем в первом приближении принимать, что заряд C_2 происходит мгновенно и, следовательно, сразу же после указанного скачка конденсатор C_2 заряжается до напряжения $U_{Ба}$, ток i_{c2} падает до нуля, на сетке $Л_2$ устанавливается напряжение $u_{c2}=0$.

Перед тем как произошел скачок режима, лампа $Л_1$ была открыта, а $Л_2$ заперта и конденсатор C_1 был заряжен до напряжения $U_{Ба}$.

После того как произошел скачок и лампа $Л_2$ отперлась, напряжение u_{a2} уменьшилось и конденсатор C_1 начал разряжаться.

Вследствие выполнения неравенства (5-2) ток i_{c1} разряда конденсатора C_1 незначительно влияет на напряжение на аноде лампы $Л_2$. Пренебрегая этим влиянием, будем полагать, что с отпиранием лампы $Л_2$ на аноде ее мгновенно устанавливается напряжение

$$u_{a2}=U_{20}, \qquad (5\text{-}6)$$

соответствующее $u_{c2}=0$.

Величина напряжения U_{20} при известных значениях $U_{Ба}$ и R_{a2} может быть определена обычным методом путем построения динамической характеристики лампы, как это показано, например, на рис. 5-7 для пентода.

При использовании триода величина U_{20} может быть также приближенно определена по формуле

$$U_{20} = U_{Ба}\frac{R_i}{R_i + R_{a2}}, \tag{5-7}$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы $Л_2$, вычисляемое по спрямленной характеристике при $u_{c2} = 0$.

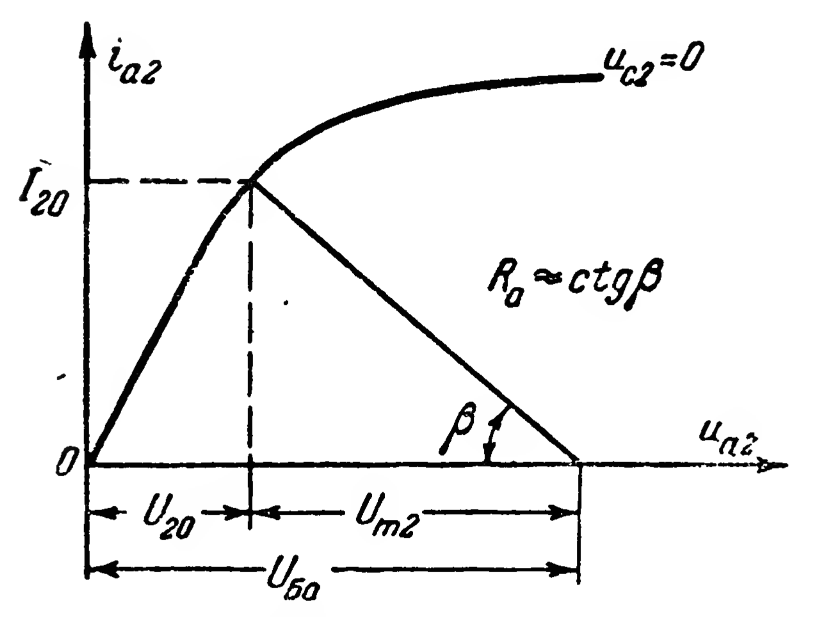


Рис. 5-7. Пример построения динамической характеристики для определения напряжения на аноде и тока в анодной цепи отпертой лампы.

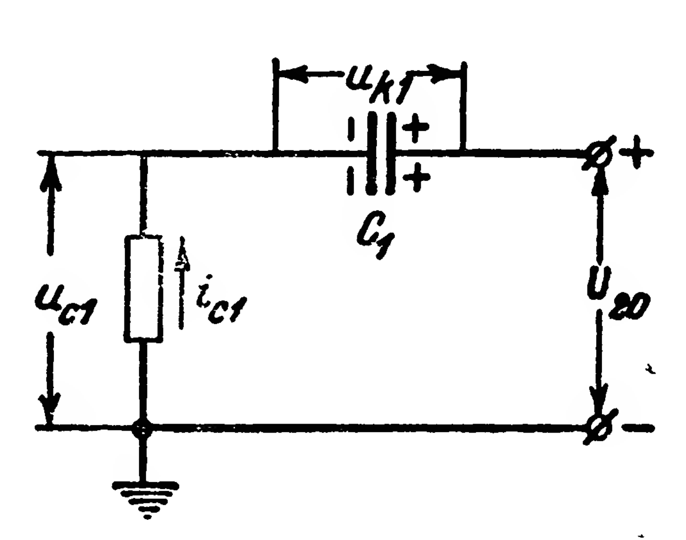


Рис. 5-8. Эквивалентная схема цепи разряда конденсатора C_1 при отпертой лампе $Л_2$ мультивибратора.

Таким образом, после отпирания лампы $Л_2$ эквивалентная схема для цепи разряда конденсатора C_1 может быть представлена в виде рис. 5-8.

Учитывая, что в момент $t = 0$ напряжение на конденсаторе C_1 $u_{к1} = U_{Ба}$ и, применяя известную формулу, определяющую ток разряда конденсатора, получим:

$$i_{c1} = \frac{U_{Ба} - U_{20}}{R_{c1}} e^{-\frac{t}{\tau_{c1}}}$$

и, следовательно,

$$u_{c1} = -i_{c1}R_{c1} = -(U_{Ба} - U_{20})\, e^{-\frac{t}{\tau_{c1}}}, \tag{5-8}$$

где

$$\tau_{c1} = C_1R_{c1}. \tag{5-9}$$

Из формулы (5-8) найдем промежуток времени $t=t_1$, по истечении которого конденсатор C_1 разрядится настолько, что напряжение u_{c1} станет равным напряжению u_{c10}, при котором произойдет отпирание $Л_1$, и коэффициент усиления всей схемы будет больше единицы.

Решив уравнение (5-8) относительно t_1, получим:

$$t_1 = \tau_{c1} \ln \frac{U_{Ба} - U_{20}}{-u_{c10}}. \quad (5\text{-}10)$$

Это и будет время, в течение которого режим схемы на рис. 5-6 находится в одном из крайних положений, когда лампа $Л_1$ заперта, а лампа $Л_2$ отперта.

Совершенно аналогично можно найти время, в течение которого режим схемы будет находиться в другом крайнем положении, когда лампа $Л_2$ заперта, а $Л_1$ отперта.

Необходимые расчетные соотношения могут быть найдены из формул (5-9) и (5-10) изменением нижних индексов 1 на 2 и 2 на 1.

Таким образом,

$$t_2 = \tau_{c2} \ln \frac{U_{Ба} - U_{10}}{-u_{c20}}, \quad (5\text{-}11)$$

где

$$\tau_{c2} = C_2 R_{c2}; \quad (5\text{-}12)$$

U_{10} — напряжение на аноде лампы $Л_1$ при $u_{c1}=0$.

Пренебрегая по сравнению с t_1 и t_2 временем перехода режима из одного крайнего положения в другое, находим значение периода колебания:

$$T = t_1 + t_2 = \tau_{c1} \ln \frac{U_{Ба} - U_{20}}{-u_{c10}} + \tau_{c2} \ln \frac{U_{Ба} - U_{10}}{-u_{c20}}. \quad (5\text{-}13)$$

Если схема симметрична, то

$$\left.\begin{aligned} \tau_{c1} &= \tau_{c2} = \tau_c; \\ U_{10} &= U_{20} = U_0; \\ u_{c10} &= u_{c20} = u_{c0}, \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}14)$$

и тогда

$$T = 2\tau_c \ln \frac{U_{Ба} - U_0}{-u_{c0}}. \quad (5\text{-}15)$$

Амплитуда прямоугольных импульсов, снимаемых с анода лампы $Л_2$, очевидно, равна

$$U_{m2} = U_{Ба} - U_{20}.$$

Эта амплитуда обусловливается изменением напряжения на сетке лампы $Л_2$ на величину

$$\Delta u_{c2} = -u_{c20}.$$

Учитывая два последних равенства, соотношение (5-10) можно записать в виде

$$t_1 = \tau_{c1} \ln K_{20}, \tag{5-16}$$

где $K_{20} = \frac{U_{m2}}{\Delta u_{c2}}$ — коэффициент усиления каскада, собранного на лампе $Л_2$ при изменении напряжения на сетке ее от нуля до напряжения запирания.

Аналогично соотношение (5-11) может быть записано в виде

$$t_2 = \tau_{c2} \ln K_{10}, \tag{5-17}$$

где K_{10} — коэффициент усиления каскада, собранного на лампе $Л_1$.

Для триодов коэффициенты усиления K_{10} и K_{20} могут быть определены по (5-3).

Период колебания будет

$$T = \tau_{c1} \ln K_{20} + \tau_{c2} \ln K_{10}.$$

Допустим, что к выходу схемы подается напряжение с анода $Л_2$; тогда время t_2 будет определять длительность генерируемого импульса (u_{a2} велико), а t_1 — паузу (u_{a2} мало).

Коэффициент импульса при этом будет

$$k_и = \frac{t_1}{t_2} = \frac{\tau_{c1} \ln K_{10}}{\tau_{c2} \ln K_{20}}.$$

Если коэффициенты усиления обоих каскадов будут одинаковыми, то

$$k_и = \frac{\tau_{c1}}{\tau_{c2}}.$$

Следовательно, коэффициент импульса может регулироваться путем воздействия на постоянную времени сеточных цепей.

Практически, однако, пределы возможного изменения $k_и$ не превосходят значений $k_и = 0,1 - 10$.

Ограничения возникают в связи с тем, что, например, для уменьшения $k_и$ при сохранении периода T необходимо, уменьшая τ_{c1}, одновременно увеличивать τ_{c2}. Чрезмерное уменьшение τ_{c1} может привести к нарушению условия самовозбуждения, а увеличение τ_{c2} свыше определенного предела приводит к тому, что конденсатор C_2 не успевает зарядиться при открытой лампе $Л_2$ до напряжения $U_{Б\,а}$. Таким образом, при попытках получить значения $k_и$ вне указанных пределов нормальная работа схемы нарушается.

При выводе расчетных соотношений, определяющих длительность одного колебания, мы полагали, что заряд конденсатора, подключенного последовательно с цепью сетки открытой лампы, происходит мгновенно. В действительности заряд этого конденсатора, например C_2, когда $Л_1$ заперта, а $Л_2$ открыта, происходит достаточно быстро, но занимает конечное время. При заряде C_2 напряжение $u_{c2} > 0$. Однако вследствие образования сеточного тока и малого значения r_{c2} это напряжение будет небольшим, незначительно изменится и u_{a2}. Таким образом, процесс заряда конденсатора C_2 несущественно сказывается на процессе разряда конденсатора C_1 и, следовательно, на величине t_1. Этот процесс более существенно сказывается на форме кривых изменения напряжения в анодных и частично сеточных цепях.

При заряде C_2 вследствие падения напряжения на R_{a1} напряжение u_{a1} установится не сразу, а будет возрастать в течение некоторого времени. При этом пока $u_{c2} > 0$ и постепенно уменьшается, напряжение u_{a2} также устанавливается не сразу, а увеличивается постепенно. Аналогичный процесс имеет место в другом крайнем режиме схемы. В результате кривые изменения напряжений на анодах и сетках ламп имеют вид, показанный на рис. 5-9.

Данные графики относятся к случаю, когда длительность процесса опрокидывания схемы весьма мала по сравнению с длительностью генерируемых импульсов. При генерировании импульсов малой длительности (единицы и десятки микросекунд) ко времени опрокидывания схемы предъявляются обычно более жесткие требования, посколь-

ку это время определяет длительность фронтов генерируемых импульсов и при малых длительностях импульсов существенно влияет на их форму.

Время опрокидывания схемы определяется в основном длительностью заряда или разряда всех емкостей, включенных между анодами и катодами ламп, поэтому длительность фронтов $t_ф$ генерируемых импульсов может быть приближенно оценена по формуле

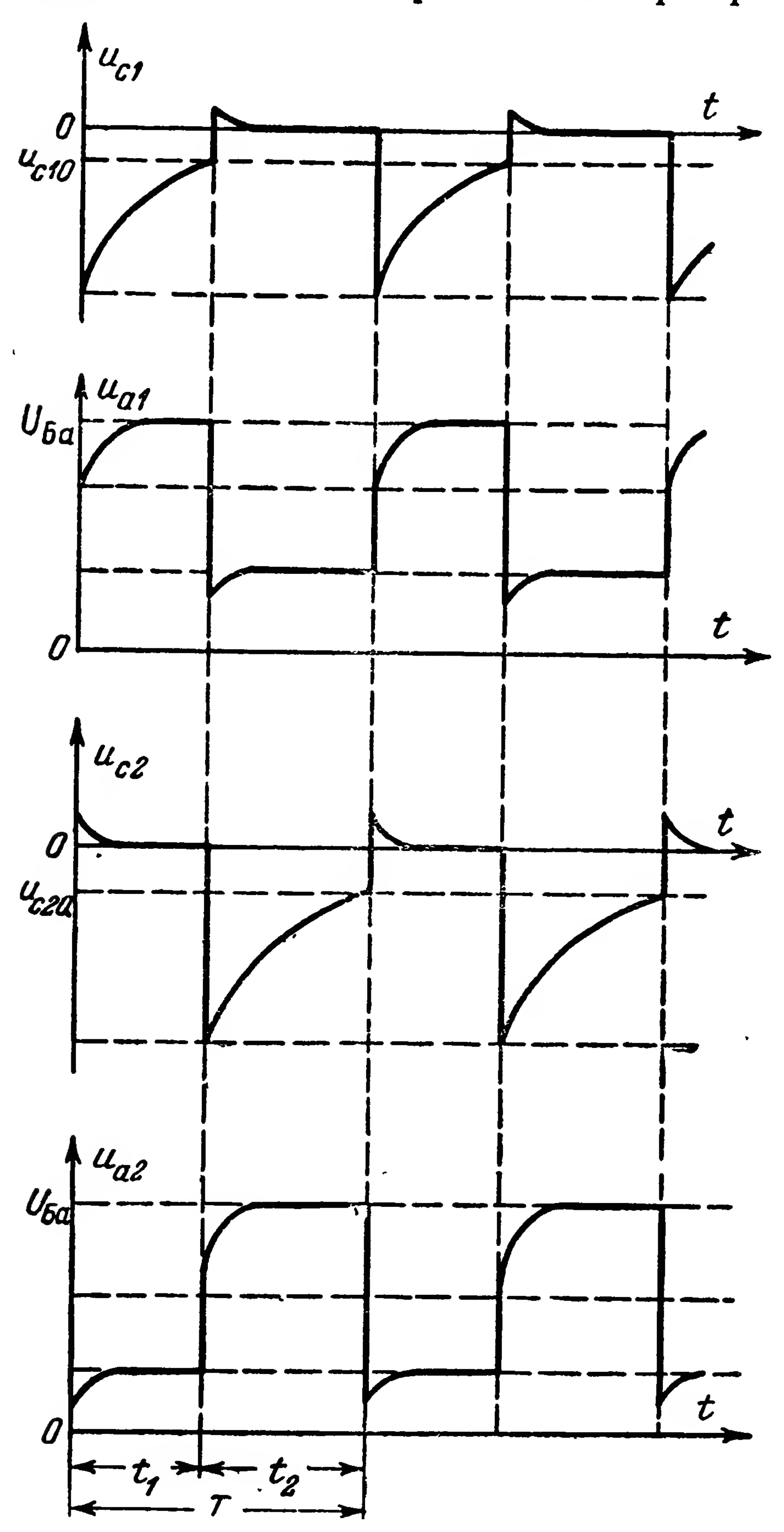


Рис. 5-9. Зависимость от времени напряжений на сетках и анодах ламп мультивибратора.

$$t_ф \approx 3\tau_а = 3R_аC_{а.к}.$$

в) Предварительный выбор параметров мультивибратора

При техническом расчете обычно задаются амплитуда выходного напряжения $U_{вых}$, частота F и коэффициент импульса $k_и$. Нужно выбрать лампу и определить напряжение источника питания $U_{Ба}$, сопротивления нагрузок $R_{а1}$ и $R_{а2}$ и утечек R_{c1} и R_{c2}, а также емкости C_1 и C_2.

Выбор лампы определяется в основном крутизной фронта нарастания и спадания импульсов, которую обычно желательно иметь как можно большей. Поэтому, если нет специальных экономических, габаритных и схемных соображений, нужно применять мощные пентоды с большой крутизной и работать на „крутом" участке характеристики.

Выбор лампы определяет и напряжение источника питания. Для триодов $U_{Ба} \approx (1,2-1,3) U_{m2} = (1,2-1,3) U_{вых}$.

Первоначальный выбор сопротивления в анодной цепи можно произвести, исходя из следующих соображений.

Максимальное изменение напряжения на выходе для триодов может быть выражено приближенным соотношением

$$U_{m2} = \frac{U_{Ба} R_{а2}}{R_{i2} + R_{а2}}. \qquad (5\text{-}18)$$

Из этого соотношения получаем:

$$R_{а2} = \frac{R_{i2}}{\frac{U_{Ба}}{U_{m2}} - 1}. \qquad (5\text{-}19)$$

Для пентодов выбор сопротивления нагрузки и напряжения источников питания следует производить построением динамической характеристики рассматриваемого каскада.

Такое построение показано на рис. 5-7.

Если длительность генерируемых импульсов мала, то при выборе лампы и сопротивления в анодной цепи необходимо обеспечить выполнение условия

$$3R_{а2}C_{а.к2} \leqslant t_{ф.доп},$$

где $t_{ф.доп}$ — допустимая длительность фронтов генерируемых импульсов.

Сопротивление $R_{а2}$ в анодной цепи и ток I_{20}, протекающий через лампу при ее отпирании (рис. 5-7), связаны соотношением

$$I_{20} = \frac{U_{m2}}{R_{а2}}.$$

Поэтому условие обеспечения требуемой длительности фронтов импульсов может быть записано в виде

$$I_{20} \geqslant \frac{3C_{а.к2}U_{m2}}{t_ф}.$$

Данное соотношение может быть исходным для выбора лампы.

Вторая лампа обычно выбирается такой же как и первая. Сопротивления нагрузки в анодных цепях обеих ламп также берутся одинаковыми.

Максимальное значение емкостей C_1 и C_2 ограничено временем их заряда. С точки зрения лучшей формы кривой генерируемого напряжения это время должно быть по возможности малым и не более длительности соответствующих импульса или паузы.

Обозначим его $t_{\text{зар.макс}}$. Практически можно считать, что заряд конденсатора заканчивается через промежуток времени, равный 2,5 постоянной времени, когда напряжение на нем достигает 0,75 установившегося значения. Следовательно, необходимо выполнение условия

$$t_{\text{зар.макс}} \geqslant 2{,}5\tau_c$$

и так как

$$r_c \ll R_c,$$

то соответственно получаем:

$$C_1 \leqslant \frac{t_{\text{зар.макс}1}}{2{,}5(R_{a2}+r_{c1})} \tag{5-20}$$

и

$$C_2 \leqslant \frac{t_{\text{зар.макс}2}}{2{,}5\,(R_{a1}+r_{c2})}\,. \tag{5-21}$$

Сопротивления r_{c1} и r_{c2} в первом приближении могут быть взяты порядка несколько тысяч ом.

Для уменьшения влияния входных емкостей $C_{\text{вх}}$ следует величины C_1 и C_2 выбирать таким образом, чтобы выполнялось условие

$$C_1,\ C_2 \geqslant (5-15)\,C_{\text{вх}}.$$

Обычно $C_{\text{вх}} = 20-50$ *пф*.

Выбрав минимальные значения емкостей C_1 и C_2, можно далее по приведенным выше соотношениям (5-10) и (5-11) выбрать сопротивления R_{c1} и R_{c2} из условия обеспечения требуемых длительностей импульсов и пауз. При этом для получения прямоугольной формы колебаний необходимо, чтобы величина этих сопротивлений удовлетворяла условиям

$$R_{c1} \geqslant (5-15)\,R_{a2};$$

$$R_{c2} \geqslant (5-10)\,R_{a1}.$$

На этом предварительный выбор параметров заканчивается. В дальнейшем, конечно, эти параметры могут быть скорректированы по различным соображениям: подбор лучшего режима, округление до стандартных номиналов, стандартизация элементов и т. п.

г) Варианты схем мультивибраторов

В настоящее время разработан и используется ряд вариантов схем мультивибраторов [Л. 33, 57]. Рассмотрим лишь некоторые из них.

Исследование стабильности работы мультивибраторов показывает, что устойчивость генерируемого напряжения при изменении питающих напряжений может быть в несколько раз улучшена, если сетки ламп связать через соответствующие сопротивления не с катодом, а с анодом. Схема такого мультивибратора показана на рис. 5-10.

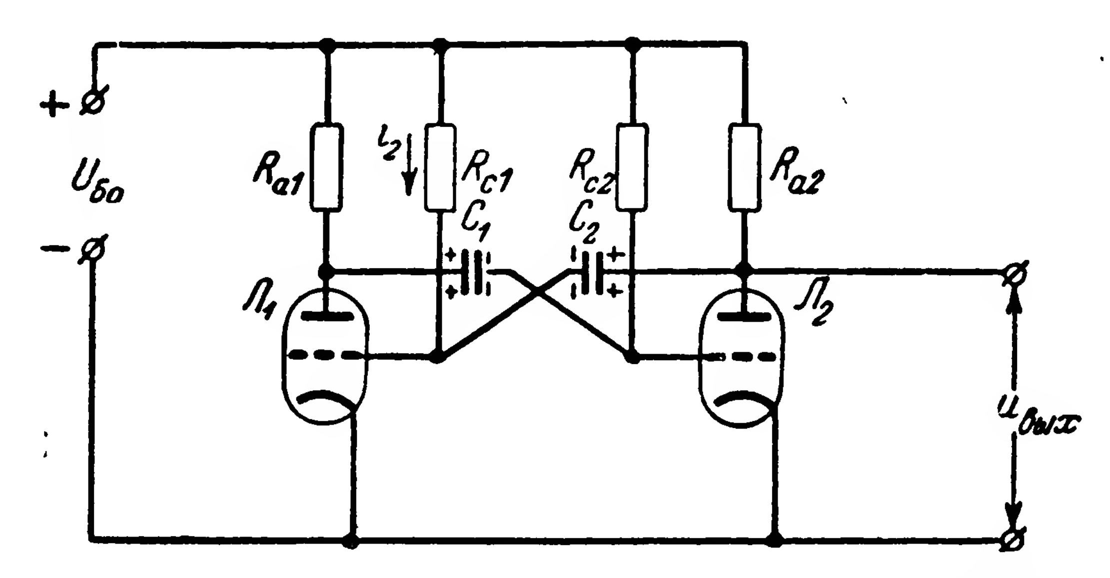


Рис. 5-10. Схема мультивибратора с положительным смещением в цепях сеток.

Легко видеть, что в положении статического равновесия напряжения на сетках ламп в этой схеме не равны нулю, как в схеме на рис. 5-6, а имеют некоторое положительное значение. Это значение равно разности анодного напряжения $U_{Ба}$ и падения напряжения в соответствующих сопротивлениях R_{c1} и R_{c2}. Последние выбираются достаточно большими.

Допустим, что в процессе работы схемы в некоторый момент времени лампа $Л_1$ заперта, а $Л_2$ открыта. В этом случае конденсатор C_1 быстро зарядится до напряжения $u_{к0} \approx U_{Ба}$ через сопротивление R_{a1} и участок сетка—катод отпертой лампы. Конденсатор C_2, заряженный ранее до напряжения $u_{к0}$ с полярностью, показанной на рисунке,

начнет перезаряжаться. Ток перезаряда i_2, протекая по сопротивлению R_{c1}, образует на нем отрицательное напряжение, поддерживающее лампу $Л_1$ в запертом состоянии.

Если бы $Л_1$ оставалась запертой, то конденсатор C_2 перезарядился бы до напряжения, равного падению напряжения на сопротивлении R_{a2}. Однако по мере перезаряда конденсатора ток перезаряда i_2 уменьшается и напряжение на сетке лампы $Л_1$ возрастает. Когда оно увеличится до напряжения отпирания, произойдет скачок режима и далее процесс будет повторяться.

Таким образом, если при работе схемы на рис. 5-6 время пребывания ее в одном из крайних положений определяется процессом разряда конденсатора, то в схеме на рис. 5-10 — оно определяется процессом перезаряда его. В силу этого в схеме на рис. 5-10 работа происходит на более крутой (линейной) части экспоненты, что обусловливает увеличение стабильности частоты при изменении величины питающих напряжений.

Кроме того, если в схеме на рис. 5-6 с уменьшением напряжения источника питания анодной цепи $U_{Ба}$ период колебания уменьшается, так как конденсаторы заряжаются до меньшего напряжения, то в схеме на рис. 5-10 уменьшение напряжения заряда конденсатора, например C_2, будет в некоторой мере компенсировано уменьшением падения напряжения на анодной нагрузке(R_{a2}). Последнее обусловит некоторое увеличение времени перезаряда конденсатора до напряжения, соответствующего отпиранию лампы $Л_1$.

На рис. 5-11 изображена схема мультивибратора, в которой обратная связь между анодом лампы $Л_2$ и сеткой лампа $Л_1$ (рис. 5-6) заменена связью через общее сопротивление в цепи катодов $R_к$. С отпиранием лампы $Л_2$ анодный ток ее, проходя через сопротивление $R_к$, создает на последнем падение напряжения, запирающее лампу $Л_1$. При запирании лампы $Л_1$ напряжение на аноде ее увеличивается и начинается заряд конденсатора C_2.

Напряжение на сетке отпертой лампы $Л_2$ складывается из отрицательного напряжения, снимаемого с общего сопротивления $R_к$ в цепи катодов, и положительного напряжения на сопротивлении R_{c2}, образуемого током заряда конденсатора C_2. По мере заряда конденсатора C_2 ток в сопротивлении R_{c2} уменьшается и напряжение на сетке лампы $Л_2$ также уменьшается. Через некоторое время это

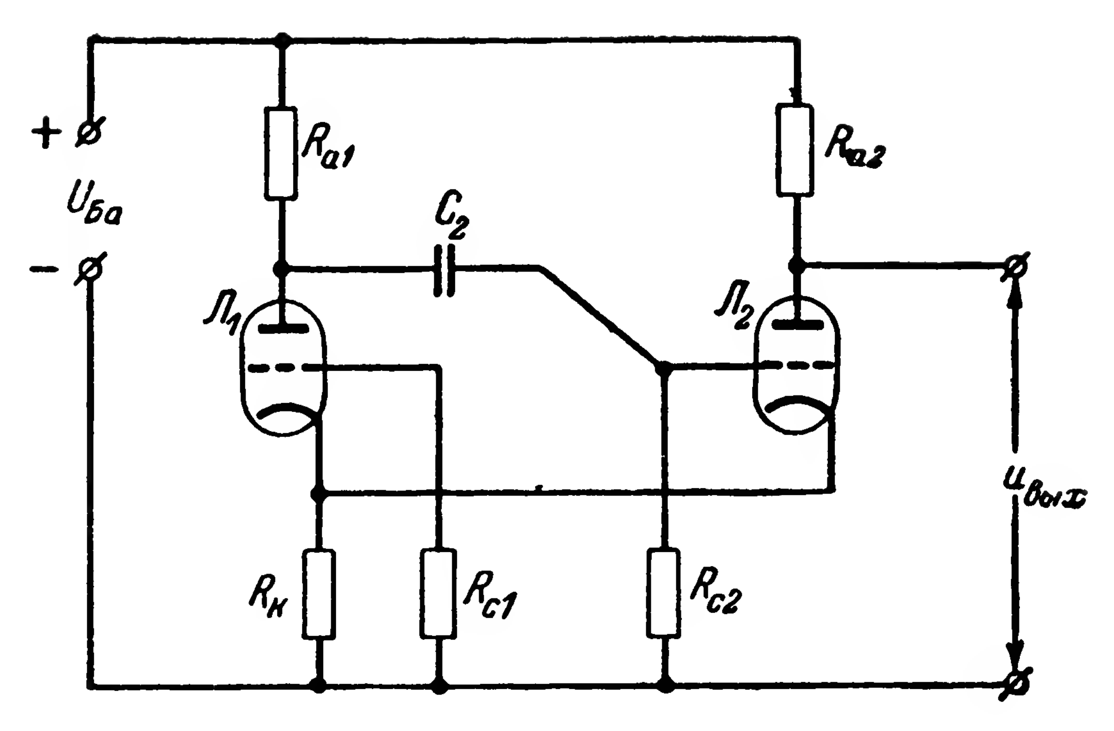


Рис. 5-11. Схема мультивибратора с катодной связью.

напряжение принимает значение, при котором лампа $Л_2$ начинает запираться. В связи с этим уменьшается ток в катодном сопротивлении $R_к$ и лампа $Л_1$ начинает отпираться.

С началом отпирания лампы $Л_1$ напряжение на ее аноде уменьшается, что вызывает соответствующее уменьшение напряжения на сетке лампы $Л_2$ и анодный ток последней уменьшается еще больше. Таким образом, создаются условия скачка режима, и схема опрокидывается: лампа $Л_1$ отпирается, а лампа $Л_2$ запирается.

С отпиранием лампы $Л_1$ конденсатор C_2 разряжается. Ток разряда C_2 создает отрицательное напряжение на сопротивлении $R_{с2}$, запирающее лампу $Л_2$. С уменьшением тока разряда C_2 лампа $Л_2$ отпирается, и схема вновь опрокидывается.

Для обеспечения описанной работы схемы на рис. 5-11 параметры ее элементов должны быть выбраны такими, чтобы при отпертой лампе $Л_2$ напряжение на катодном сопротивлении $R_к$ запирало лампу $Л_1$, а при отпертой лампе $Л_1$ напряжение на сопротивлении $R_к$ лампу $Л_2$ не запирало. При одинаковых лампах этого можно добиться, выбирая сопротивление $R_{а1}$ больше сопротивления $R_{а2}$.

Схема на рис. 5-11 обеспечивает лучшую форму импульсов, снимаемых с анода лампы $Л_2$, так как отсутствуют искажения, вызываемые зарядом конденсатора связи, подключаемого к аноду этой лампы в схемах на рис. 5-6 и 5-10.

д) Стабильность частоты и длительности импульсов

Изменения частоты и длительности импульсов, генерируемых мультивибратором, вызываются изменением постояной времени цепи разряда конденсатора под влиянием изменения окружающей температуры и старения деталей, а также изменением величин питающих напряжений, сменой и старением ламп.

Влияние изменений постоянных времени разряда конденсатора (τ_{c1} и τ_{c2}) может быть легко оценено по формулам (5-16) и (5-17). Экспериментальные исследования показывают, что изменения напряжений питания анодной цепи $U_{Ба}$ и цепи накала $U_н$ на 10% вызывают изменения частоты и длительности генерируемых импульсов на 0,5—3%. Смена и старение ламп могут вызывать значительное изменение частоты и длительности генерируемых импульсов, доходящее до 10—20%.

Для уменьшения влияния старения и смены ламп применяют специальные схемы стабилизации минимального значения напряжения на аноде, а в схеме с катодной связью на рис. 5-11 стабилизируется также напряжение на катодном сопротивлении.

Применение стабилизирующих схем с диодами [Л, 57] и схемы с «положительной» сеткой (рис. 5-10) позволяет уменьшить влияние старения и смены ламп до 0,5—2%.

На частоту и длительность генерируемых импульсов могут оказывать влияние также фон переменного тока и различные помехи. Для устранения этих влияний улучшают фильтрацию напряжения питания, экранируют сеточные цепи и пр.

5-3. Блокинг-генераторы

а) Основная схема и назначение

Блокинг-генератором называется одноламповый релаксационный генератор с трансформаторной обратной связью.

Типовая схема блокинг-генератора изображена на рис. 5-12. Эта схема в зависимости от выбора величин параметров может генерировать колебания как близкие к синусоидальным, так и релаксационные.

Блокинг-генератор может генерировать импульсы длительностью от долей микросекунды до сотен микросекунд при различных значениях коэффициента импульса: от нескольких единиц до нескольких десятков тысяч. Возможность получения весьма широкого диапазона изменений

коэффициента импульса — особо ценное свойство блокинг-генератора.

Полярность получаемых импульсов напряжения может быть положительной и отрицательной, величина напряжения их может равняться и даже превосходить напряжение питающего источника. Крутизна фронта импульсов слабо

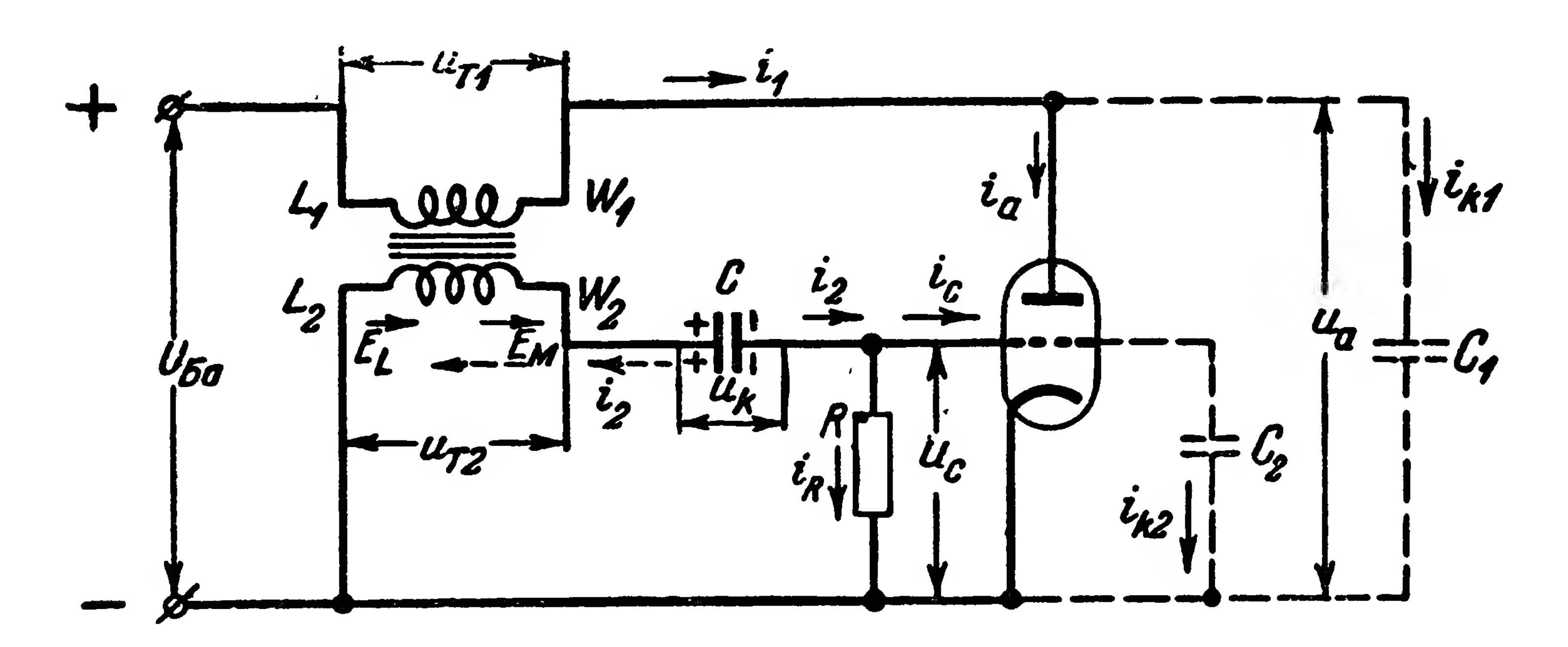


Рис. 5-12. Схема блокинг-генератора.

зависит от их длительности и может быть весьма большой. Возможно получение длительности фронта импульсов порядка сотых долей микросекунды.

В отличие от мультивибратора, где одна лампа всегда должна быть открыта, в блокинг-генераторе ток через лампу идет только во время импульса, что дает значительную экономию в расходе энергии. В этом отношении блокинг-генератор работает подобно рассмотренному выше генератору с тиратроном.

Указанные свойства, а также простота и компактность схемы обусловили широкое применение блокинг-генераторов для:

а) генерирования очень коротких импульсов почти прямоугольной формы;

б) генерирования импульсов, имеющих большую пиковую мощность;

в) использования в качестве коммутирующего устройства, обладающего малым сопротивлением; в этом случае коммутируемая цепь обычно подключается к цепи автоматического смещения (сопротивление R на рис. 5-12) так, что эта цепь как бы замыкается при отпирании лампы по сеточному току; в некоторых схемах в качестве низкоомных коммутаторов служит анодная или катодная цепь;

г) подачи импульсов напряжения между двумя незаземленными точками, так как в этом случае для обеспечения двухполярной изоляции все равно пришлось бы применить трансформатор, даже если бы генерирование импульсов производилось другой схемой.

Теорию работы блокинг-генератора разработали советские ученые Д. В. Сергеев, А. А. Расплетин, Л. А. Меерович, К. Ф. Теодорчик, Я. С. Ицхоки и др.

Из рис. 5-12 видно, что в схеме блокинг-генератора используются как емкостный, так и индуктивный накопители энергии. Однако эта схема существенно отличается от обычных схем генераторов синусоидальных колебаний с обратной связью. Основные отличия следующие:

1. Контур L_2CR в сеточной цепи — апериодический.

2. Обратная связь между анодной и сеточной цепями делается по возможности более сильной. Практически стремятся получить коэффициент связи, близкий к единице.

3. Напряжение обратной связи снимается на сетку не с реактивного элемента, а с активного сопротивления R.

На рис. 5-12 пунктиром изображены основные паразитные параметры схемы — емкости C_1 и C_2, существенно влияющие на ее работу. Эти емкости образуются из межэлектродных емкостей ламп, емкости монтажа и собственной емкости первичной и вторичной обмоток трансформатора.

б) Работа блокинг-генератора

Рассмотрим физические процессы, происходящие в блокинг-генераторе.

Допустим, что в начальный момент конденсатор C заряжен, как это показано на рис. 5-12, до напряжения $u_к$, более низкого (с учетом знака), чем напряжение отпирания лампы $u_{с0}$. Конденсатор C, разряжаясь током i_2 на сопротивление R в направлении, показанном пунктирной стрелкой, будет создавать на сетке лампы напряжение $u_с < u_{с0}$, в результате чего лампа будет заперта, анодный ток $i_а$ и токи i_1 и $i_{к1}$ будут равны нулю, а напряжение на аноде будет равно $U_{Ба}$.

Так как напряжение на сетке лампы $u_с < u_{с0}$, то сеточный ток отсутствует, вследствие чего разряд конденсатора C на достаточно большое сопротивление R происходит довольно медленно. При медленном изменении тока i_2

э. д. с. самоиндукции во вторичной обмотке W_2 трансформатора мала, так что влиянием ее можно даже пренебречь.

Когда конденсатор C разрядится настолько, что напряжение на сетке станет равным напряжению u_{c0}, лампа начнет открываться. С увеличением анодного тока во вторичной обмотке трансформатора будет наводиться э. д. с. взаимоиндукции $E_М$, имеющая направление, показанное на рис. 5-12 сплошной стрелкой. Это направление противоположно направлению тока i_2 разряда конденсатора C. В результате ток i_2 будет уменьшаться, что вызовет возрастание напряжения $u_с$ на сетке, а следовательно, и анодного тока $i_а$ и э. д. с. взаимоиндукции $E_м$. Когда лампа откроется настолько, что коэффициент усиления схемы станет больше единицы, то увеличение напряжения на сетке вызовет еще большее увеличение э. д. с. взаимоиндукции $E_м$, а это в свою очередь вызовет дополнительное увеличение напряжения на сетке. Процесс возрастания анодного тока и напряжения на сетке примет лавинообразный характер, в схеме произойдет скачок токов и напряжений, называемый в данном случае блокинг-процессом.

При протекании блокинг-процесса э. д. с. взаимоиндукции $E_м$ возрастет настолько, что ток i_2 в цепи сетки изменит свое направление на обратное, показанное на рис. 5-12 сплошной стрелкой. Напряжение на сетке лампы станет положительным, а конденсатор C начнет заряжаться.

При блокинг-процессе напряжение $u_с$ на сетке лампы увеличивается, а напряжение $u_а$ на аноде уменьшается вследствие увеличения падения напряжения $u_{т1}$ на первичной обмотке W_1 трансформатора. Изменение этих напряжений связано с изменением зарядов паразитных емкостей C_1 и C_2, в силу чего последние ограничивают скорость протекания скачка режима.

Через некоторое, весьма малое время блокинг-процесс закончится. Окончание его обусловливается следующими явлениями:

а) При положительном напряжении на сетке лампы ($u_с > 0$) появляется сеточный ток; большое сопротивление R шунтируется при этом малым сопротивлением $r_с$ уча-

стка сетка—катод, вследствие чего при той же скорости изменения тока i_2 скорость изменения напряжения $u_с$ на сетке ($u_с \approx i_2 r_с$) уменьшается; соответственно уменьшается и скорость изменения анодного тока $i_а$ и, следовательно, уменьшается э. д. с. взаимоиндукции E_M.

б) С возрастанием анодного тока увеличивается падение напряжения на первичной обмотке трансформатора $u_{т1}$ и уменьшается напряжение $u_а$ на аноде лампы. С уменьшением $u_а$ и одновременным увеличением напряжения на сетке уменьшается крутизна анодно-сеточной характеристики лампы и соответственно этому падает коэффициент усиления схемы.

Л. А. Меерович [Л. 57], проведя анализ работы блокинг-генератора без учета реакции изменения анодного напряжения, показал, что для ограничения протекания блокинг-процесса достаточно даже одного явления, указанного в п. «а». Это имеет место обычно в тетродах и пентодах, где блокинг-процесс заканчивается в основном вследствие сильного возрастания сеточных токов уже при небольших положительных напряжениях на сетке.

Таким образом, в результате первого или второго явления или их совместного действия блокинг-процесс заканчивается в момент времени, когда скорости изменений сеточного $\left(\frac{du_с}{dt}\right)$ и анодного $\left(\frac{du_а}{dt}\right)$ напряжений становятся равными нулю.

По окончании блокинг-процесса схема придет в такое состояние, что к сетке ее приложено достаточно большое положительное напряжение $u_{с\,макс}$, а в цепи сетки протекает значительный ток $i_{с\,макс}$, сравнимый с анодным током. Лампа отперта, в анодной цепи протекает значительный ток, а напряжение на аноде мало ($u_{а\,мин}$).

Вследствие описанных явлений коэффициент усиления схемы в этом состоянии мал и изменение напряжения в цепи сетки вызывает малое изменение анодного тока. Электродвижущая сила взаимоиндукции E_M с окончанием блокинг-процесса быстро уменьшается, что должно было бы вызвать быстрое уменьшение тока i_2, который поддерживается этой э. д. с. Однако этого не происходит, так как при уменьшении тока i_2 во вторичной обмотке трансформатора появится э. д. с. самоиндукции E_L, имеющая оди-

наковое направление с i_2 (направление E_L показано на рис. 5-12 сплошной стрелкой). Таким образом, ток i_2 будет уменьшаться медленно.

Проходя по вторичной обмотке W_2 трансформатора этот ток образует магнитный поток, который, уменьшаясь, будет наводить в первичной обмотке э. д. с., направленную против приложенного напряжения, так что напряжение на аноде будет оставаться малым и приблизительно равным $u_{\text{а.мин}}$.

С уменьшением тока i_2 и напряжения $u_{\text{с}}$ на сетке анодный ток уменьшается; вследствие этого во вторичной обмотке трансформатора наводится э. д. с. взаимоиндукции, направление которой показано на рис. 5-12 пунктирной стрелкой. Однако пока коэффициент усиления схемы мал, э. д. с. взаимоиндукции остается меньше э. д. с. самоиндукции, в силу чего ток i_2 будет продолжать протекать в направлении, показанном сплошной стрелкой, а конденсатор C заряжаться.

По мере уменьшения тока i_2 и напряжения $u_{\text{с}}$ режим лампы переходит в точки с большей крутизной и, следовательно, коэффициент усиления схемы увеличивается. С увеличением коэффициента усилен я возрастает величина э. д. с. взаимоиндукции E_M, что вызывает уменьшение тока заряда конденсатора i_2, а это в свою очередь вызывает уменьшение $u_{\text{с}}$ и $i_{\text{а}}$, благодаря чему E_M получает дополнительное приращение. Когда коэффициент усиления схемы станет больше единицы, процесс примет лавинообразный характер, произойдет скачок режима, называемый обратным блокинг-процессом. При развитии обратного блокинг-процесса э. д. с. взаимоиндукции возрастет настолько, что ток i_2 изменит свое направление на обратное, показанное на рис. 5-12 пунктирной стрелкой.

С изменением направления тока i_2 напряжение $u_{\text{с}}$ становится отрицательным, и когда оно достигает значения $u_{\text{с0}}$, лампа запирается. С запиранием лампы коэффициент усиления схемы резко падает, обратный блокинг-процесс заканчивается. Паразитные емкости C_1, C_2 и в этом случае определяют скорость протекания обратного блокинг-процесса.

При запирании лампы анодный ток ее резко уменьшается, что вызывает появление большой э. д. с. самоиндукции

в первичной обмотке трансформатора, имеющей то же направление, что и анодный ток.

Эта э. д. с., суммируясь с напряжением источника питания $U_{Ба}$, обусловливает в этот момент времени повышенное напряжение на аноде. Одновременно резко возрастает э. д. с. взаимоиндукции $E_М$, а соответственно и величины $|i_2|$ и $|u_с|$. Затем $E_М$ быстро падает до нуля, в сеточной же цепи ток i_2 под действием напряжения на конденсаторе C будет продолжать протекать в направлении, показанном пунктирной стрелкой, поддерживая отрицательное напряжение на сетке лампы $u_с$ и разряжая конденсатор.

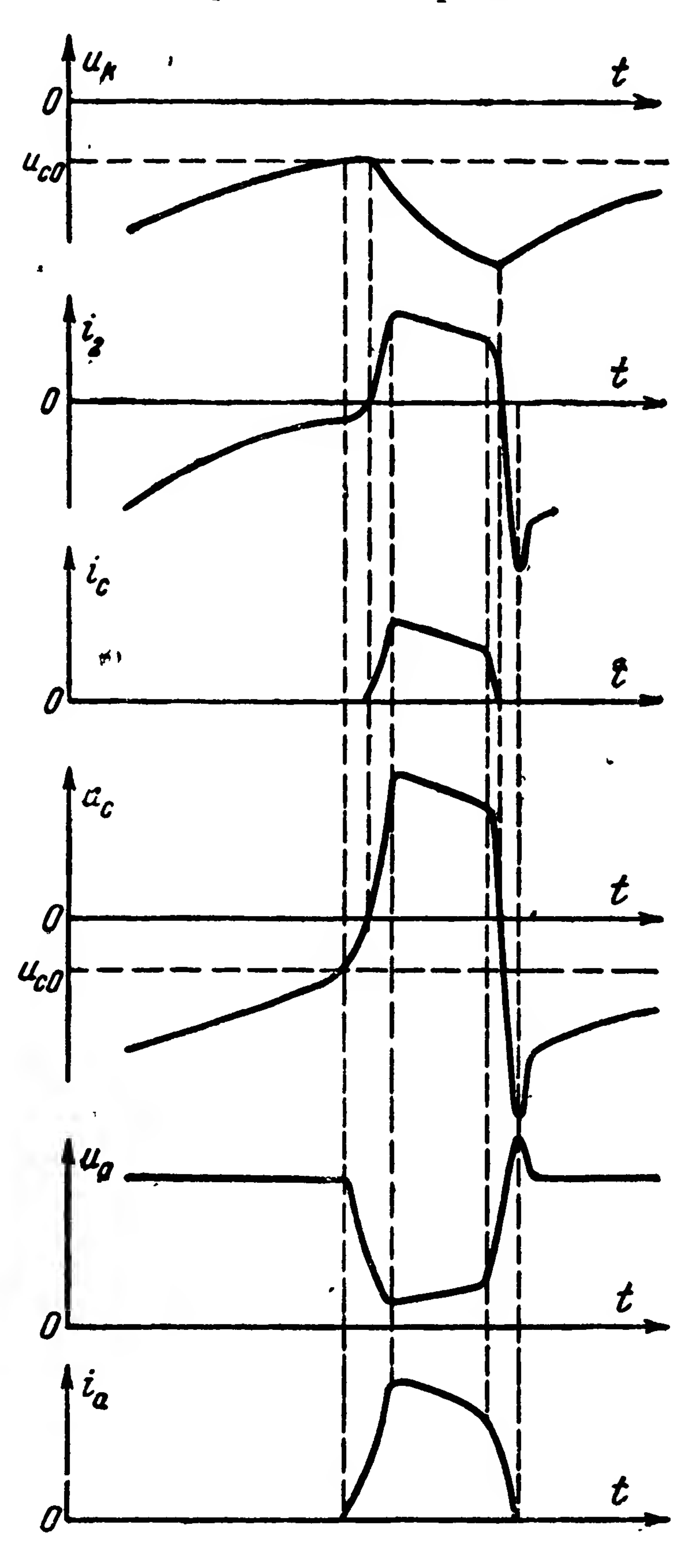


Рис. 5-13. Графики зависимости от времени напряжений и токов в цепях анода и сетки блокинг-генератора.

Описанные процессы иллюстрируются графиками, приведенными на рис. 5-13.

Анализ работы блокинг-генератора показывает, что условие самовозбуждения может быть записано в виде

$$nSr_с > 1,$$

где $n = \frac{w_1}{w_2}$ — коэффициент трансформации;

S — крутизна характеристики лампы;

$r_с$ — сопротивление сетка—катод отпертой лампы; для ламп, применяемых в схеме блокинг-генератора, $r_с \approx 1\,000$ *ом*.

Для лучшего выполнения условия самовозбуждения в схеме блокинг-генератора выбирают лампы с большой крутизной. Обычно используют триоды, а для получения

коротких импульсов с крутыми передним и задним фронтами — пентоды.

Приближенный расчет параметров блокинг-генератора может быть произведен по формулам

$$U_{Ба} = (1{,}1 - 1{,}25)\,U_{вых},$$

а при форсированном режиме

$$U_{Ба} = (1{,}7 - 2{,}5)\,U_{вых};$$

$$u_{с\,макс} \approx -0{,}8\mu u_{с0};$$

$$C = \frac{t_р}{r_с \ln \frac{0{,}7u_{с\,макс}}{-u_{с0}}} \approx \frac{t_р}{r_с \ln 0{,}6\mu};$$

$$R \approx r_с \frac{T}{t_р},$$

где $U_{Ба}$ — напряжение источника питания;
$u_{с\,макс}$ — амплитуда положительного импульса на сетке лампы;
$U_{вых}$ — амплитуда выходного импульса;
μ — коэффициент усиления лампы;
$t_р$ — длительность импульса;
T — период колебания.

Емкость, определяемая по приведенной формуле, должна быть больше входной емкости, т. е. должно выполняться условие $C > C_{вх}$.

в) Варианты схем блокинг-генератора

На рис. 5-14 изображены еще два варианта схем блокинг-генератора.

Работа схемы на рис. 5-14,*а* ничем существенно не отличается от работы схемы на рис. 5-12. Вариант схемы на рис. 5-14,*б* разработан Д. В. Сергеевым. Эта схема отличается от рассмотренных ранее тем, что сопротивление R присоединено не к катоду, а к плюсу анодной батареи. Конденсатор C, заряженный при генерировании импульса, как это показано на рисунке, после окончания обратного блокинг-процесса будет стремиться перезарядиться под действием анодного напряжения. Перезарядка, конечно, не

произойдет, ибо когда напряжение на конденсаторе достигнет значения $u_к = u_{с0}$, начнется прямой блокинг-процесс, а затем заряд конденсатора сеточным током при генерировании импульса.

Преимущество схемы на рис. 5-14,*б* состоит в том, что при перезаряде конденсатора обеспечивается более четкая фиксация момента отпирания лампы, что существенно повышает стабильность частоты генерируемых импульсов (см. аналогичную схему мультивибратора на рис. 5-10).

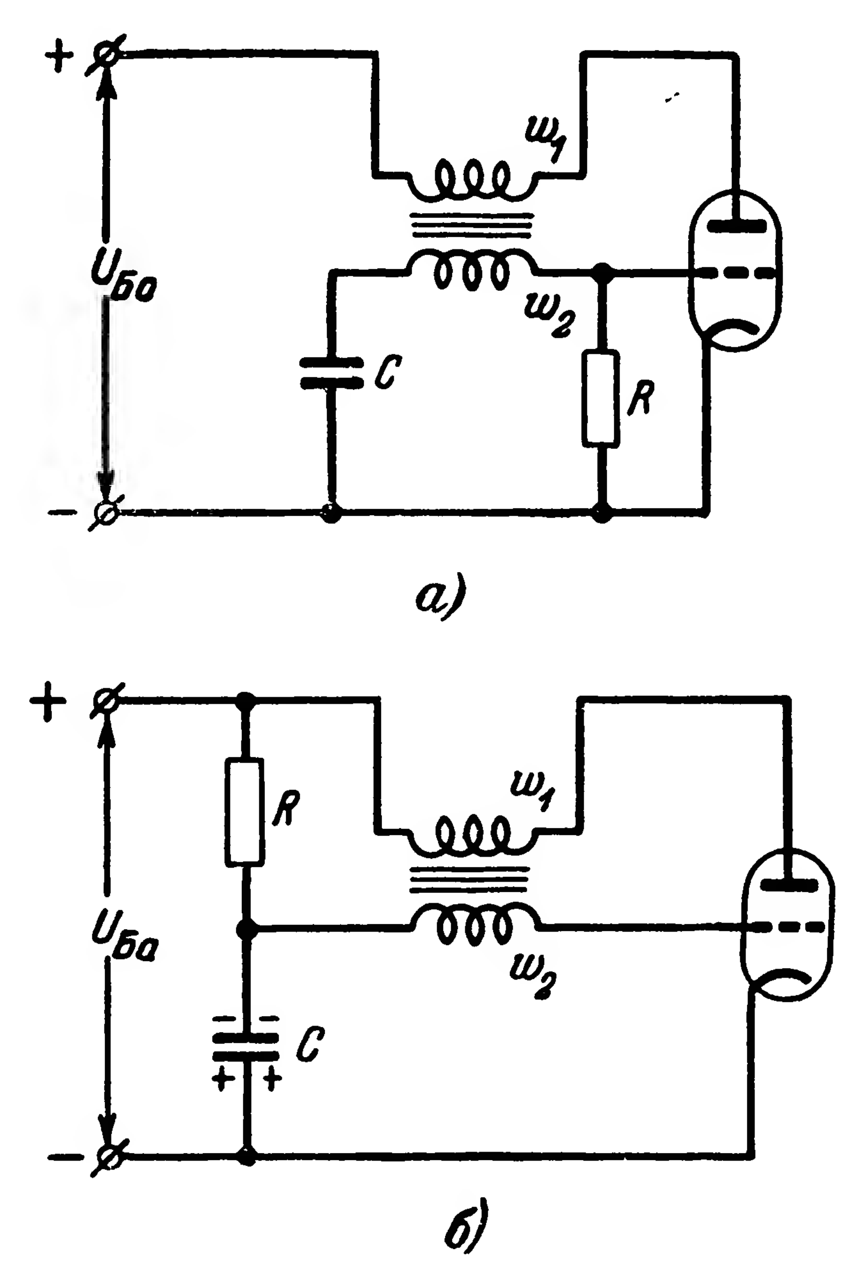


Рис. 5-14. Варианты схем блокинг-генератора.

Естественно, что при одинаковых параметрах частота колебаний в схеме на рис. 5-14,*б* будет выше, чем в схемах на рис. 5-12 и 5-14,*а*. Если в последних схемах нестабильность частоты составляет 5—10%, то в схеме на рис. 5-14,*б* она уменьшается в несколько раз.

Небольшие изменения длительности импульсов и их частоты в блокинг-генераторах можно получить путем изменения в небольших пределах анодного напряжения. Существенного изменения длительности импульсов следует добиваться изменением емкости конденсатора *C*, а изменения длительности пауз — путем изменения сопротивления *R*. Нестабильность частоты определяется в основном изменением напряжения запирания лампы.

Стабильность частоты колебаний блокинг-генератора ниже стабильности частоты мультивибраторов и генераторов синусоидальных колебаний с электронными лампами.

В случае, когда необходимо получить высокую стабильность частоты, используются схемы блокинг-генератора с настроенным контуром и фиксирующим диодом [Л. 33 и 57].

5-4. Генераторы с полупроводниковыми триодами

а) Генераторы с отрицательным сопротивлением

Полупроводниковые триоды [Л. 62], получающие в последнее время все большее применение, могут быть использованы для создания ряда схем генераторов импульсов.

В большинстве случаев такие генераторы работают аналогично рассмотренным выше генераторам с ионными и электронными лампами. Расчет длительности и частоты импульсов, генерируемых этими генераторами, может быть произведен по ранее полученным соотношениям, если только учесть отличие параметров и характеристик полупроводниковых триодов от соответствующих параметров и характеристик электронных ламп.

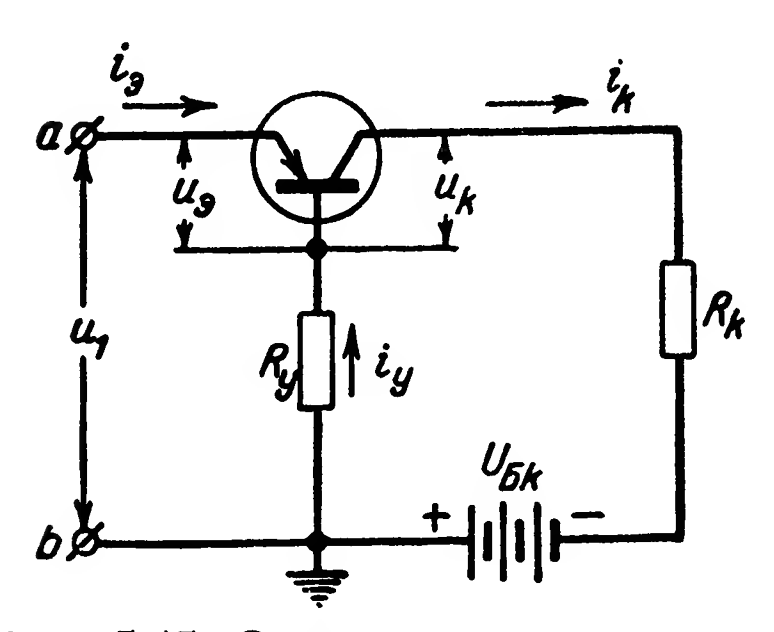


Рис. 5-15. Схема получения отрицательного сопротивления в цепи эмиттера точечного полупроводникового триода.

Точечные полупроводниковые триоды имеют коэффициент усиления по току больше единицы. Это позволяет создать схемы, вольт-амперные характеристики которых содержат участок, соответствующий отрицательному входному сопротивлению.

Такие характеристики могут быть получены в цепях эмиттера, коллектора и основания.

На рис. 5-15 изображена схема с отрицательным сопротивлением в цепи эмиттера. Вольт-амперная характеристика этой схемы $u_1 = \varphi(i_э)$ изображена на рис. 5-16. Как видно, участок BC характеристики соответствует отрицательному сопротивлению схемы. Такая форма вольт-амперной характеристики $u_1 = \varphi(i_э)$ обусловлена наличием обратной связи между цепями коллектора и эмиттера. Напряжение обратной связи образуется на сопротивлении $R_у$ и эквивалентном сопротивлении $r_у$ основания при протекании по ним части тока коллектора.

На участке AB характеристики на рис. 5-16 $i_э < 0$ (ток $i_э$ направлен против стрелки) входное сопротивление эмиттера весьма велико и ток эмиттера $i_э$ очень мал.

Этот ток почти не оказывает никакого влияния на ток коллектора $i_к$, который также весьма мал. Ток основания $i_у = i_к - i_э$ также мал, мало и падение напряжения $i_у R_у$ на сопротивлении $R_у$. Так как при этом $u_1 < 0$, то и напряжение на эмиттере $u_э = u_1 + i_у(R_у + r_у) < 0$.

Входная цепь эмиттера ведет себя, как обычное сопротивление. Когда ток в цепи эмиттера принимает положи-

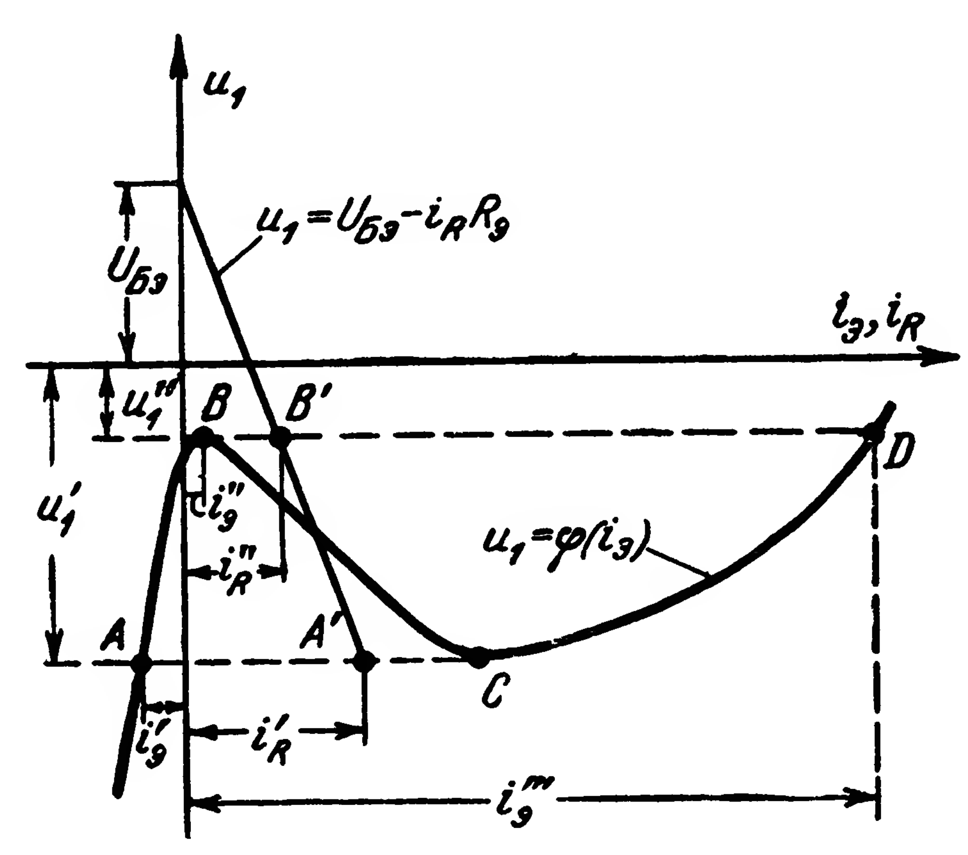


Рис. 5-16. Вольт-амперная характеристика цепи эмиттера по схеме рис. 5-15.

тельные значения ($i_э > 0$), то с увеличением напряжения $u_э$ и тока $i_э$ увеличивается ток коллектора $i_к$ и, следовательно, ток основания $i_у$. С увеличением последнего возрастает напряжение на эмиттере $u_э = u_1 + i_у(R_у + r_у)$. Так как коэффициент усиления по току $\alpha = \frac{i_к}{i_э} > 1$, то увеличение $u_э$, обусловленное обратной связью, будет больше первоначального. Поэтому большее значение тока эмиттера может быть обеспечено при меньшем u_1 ($u_1 < 0$) — участок BC. В точке C ток эмиттера $i_э$ и соответственно ток коллектора $i_к$ столь велики, что почти все напряжение источника питания цепи коллектора $U_{Бк}$ падает на сопротивлениях $R_у$ и $R_к$. Напряжение на коллекторе $u_к$ мало, и коэффициент усиления по току α становится

меньше единицы. Поэтому при дальнейшем увеличении тока эмиттера входное сопротивление схемы становится вновь положительным.

На рис. 5-17 и 5-18 приведены схемы с отрицательным сопротивлением в цепях коллектора и эмиттер — коллектор.

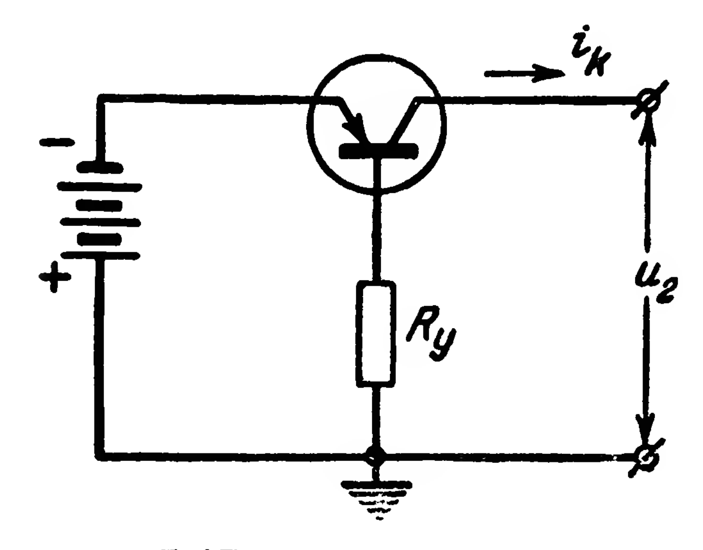


Рис. 5-17. Схема получения отрицательного сопротивления в цепи коллектора точечного полупроводникового триода.

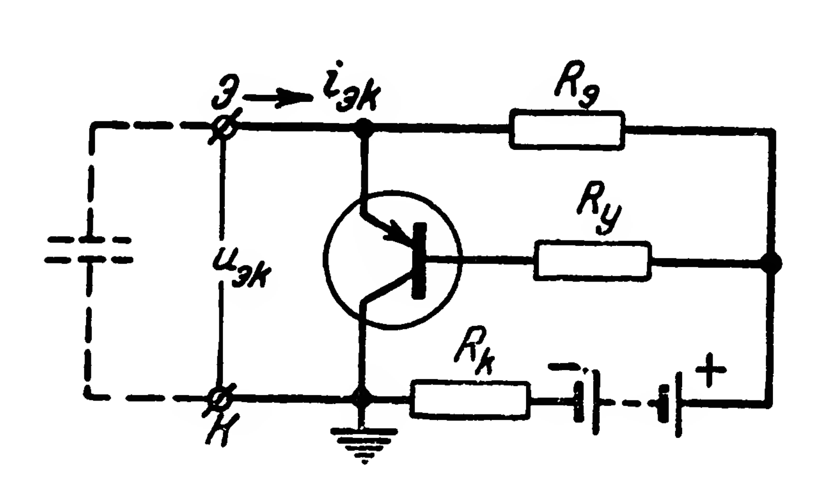


Рис. 5-18. Схема получения отрицательного сопротивления в цепи эмиттер—коллектор точечного полупроводникового триода.

Вольт-амперные характеристики этих схем изображены соответственно на рис. 5-19 и 5-20. Ход этих характеристик может быть пояснен аналогично тому, как это сделано для характеристики на рис. 5-16. Характеристики на рис. 5-16, 5-19 и 5-20 аналогичны вольт-амперной характеристике неоновой лампы, поэтому схемы на рис. 5-15, 5-17 и 5-18 позволяют создать генераторы импульсов, аналогичные генераторам на рис. 4-1 и 4-5. На рис. 5-21 изображен пример схемы генератора с полупроводниковым триодом, работающей аналогичной схеме на рис. 4-1.

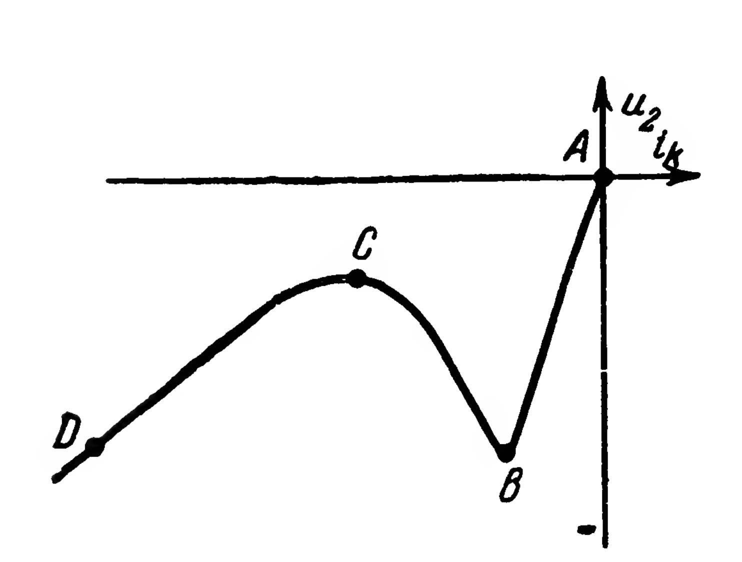


Рис. 5-19. Вольт-амперная характеристика цепи коллектора в схеме на рис. 5-17.

В генераторе на рис. 5-21 используется отрицательное сопротивление в цепи эмиттера. Для существования колебаний сопротивление $R_э$ и напряжение источника $U_{Бэ}$ в цепи эмиттера должны быть выбраны такими, чтобы характеристика $u_1 = U_{Бэ} - i_R R_э$ пересекалась с вольт-амперной

характеристикой эмиттера $u_1 = \varphi(i_э)$ на участке, соответствующем отрицательному сопротивлению эмиттера. Пример такого расположения характеристик показан на рис. 5-16.

Работа генератора на рис. 5-21 может быть пояснена следующим образом.

Допустим, что в некоторый момент времени напряжение на конденсаторе C равно u_1'. Знаки зарядов на кон-

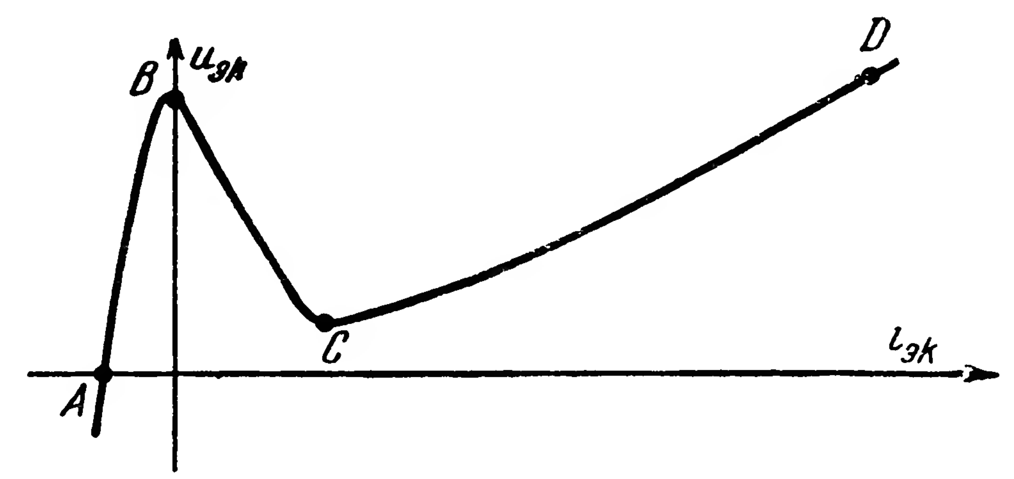


Рис. 5-20. Вольт-амперная характеристика цепи эмиттер—коллектор в схеме на рис. 5-18.

денсаторе указаны на рис. 5-21, так что $u_1' < 0$. Ток в цепи эмиттера $i_э'$ в этом случае определяется абсциссой точки A на рис. 5-16, а ток i_R' в цепи сопротивления $R_э$— абсциссой точки A'. Как видно, в этом случае $i_э' < 0$, а $i_R' > 0$, т. е. ток $i_э'$ направлен в сторону, обратную показанной на рис. 5-21 стрелкой, а ток i_R' — по стрелке. Направления токов $i_э'$ и i_R' свидетельствуют о том, что конденсатор C разряжается по цепи сопротивления $R_э$ а также по цепи сопротивления $R_у$ и эмиттера. Ток разряда

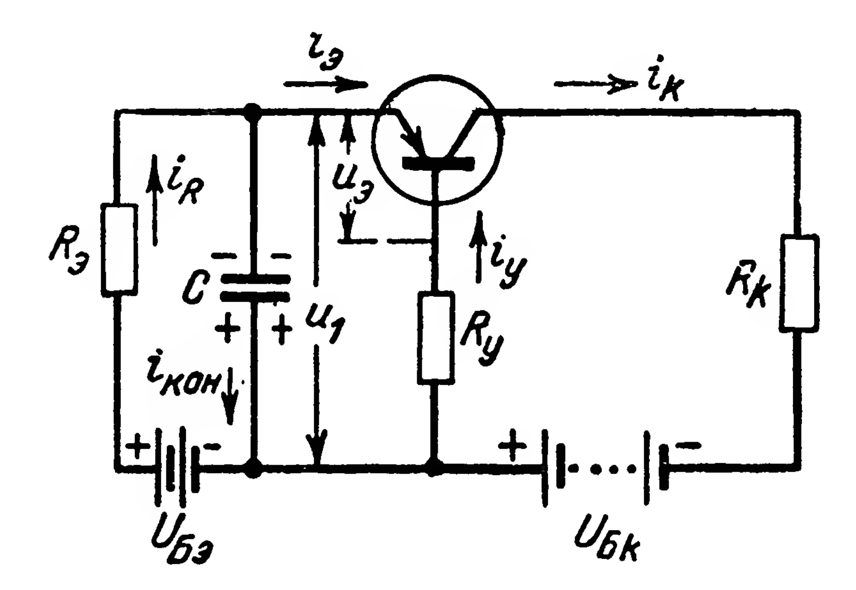


Рис. 5-21. Схема генератора с точечным полупроводниковым триодом и отрицательным сопротивлением в цепи эмиттера.

конденсатора равен $i_{кон}' = i_R' - i_э'$. По мере разряда конденсатора напряжение на нем u_1 и ток $i_э$ увеличиваются (по абсолютному значению уменьшаются), а ток i_R уменьшается.

При некотором напряжении u_1 ток $i_э$ в цепи эмиттера становится равным нулю, а затем изменяет свое направление на обратное (показанное стрелкой на рис. 5-21). Это изменение направления тока $i_э$ в цепи эмиттера обусловлено тем, что абсолютное значение напряжения u_1 становится меньше падения напряжения на сопротивлениях $R_у$ и основания $r_у$, т. е. $|u_1| < i_у(R_у + r_у)$. Когда напряжение на конденсаторе C становится равным u_1'', режим схемы характеризуется токами $i_э''$ и i_R'' (точки B и B').

При токе в цепи эмиттера $i_э''$ коэффициент усиления по току становится больше единицы $\left(\alpha = \frac{i_к}{i_э} > 1\right)$, режим переходит на падающий участок BC и создаются условия для скачка режима. Скачок режима протекает следующим образом. При напряжении на конденсаторе u_1'' ток $i_R'' > i_э''$ и конденсатор C продолжает разряжаться на сопротивление $R_э$ током $i_{кон}'' = i_R'' - i_э''$. При этом увеличиваются напряжение u_1 и напряжение на эмиттере $u_э = u_1 + i_у(R_у + r_у)$. С увеличением $u_э$ увеличивается $i_э$, а это вызывает еще большее увеличение тока коллектора $i_к$ и тока основания $i_у$. С увеличением тока $i_у$ увеличивается напряжение $u_э$, а это вызывает дополнительное, еще большее увеличение тока $i_э$. Таким образом, образуется лавинообразно развивающийся процесс, скорость которого лимитируется лишь паразитными индуктивностями и емкостями в цепях эмиттера и коллектора. Так как во время этого быстро развивающегося процесса напряжение на конденсаторе C остается практически постоянным, то ток в цепи эмиттера увеличивается до значения $i_э'''$ (точка D на рис. 5-16). Ток в цепи эмиттера становится столь большим, что $i_э''' > i_R''$, направление тока $i_{кон}$ в конденсаторе C изменяется на обратное и начинается заряд конденсатора током $i_{кон}''' = i_э''' - i_R''$.

По мере заряда конденсатора напряжение u_1 уменьшается (по абсолютному значению увеличивается), ток $i_э$ уменьшается, а i_R увеличивается.

Когда напряжение u_1 уменьшается до значения, при котором режим характеризуется точками C и A', создаются условия для скачка режима, в результате которого ток $i_э$ быстро уменьшается до значения $i'_э$ (точка A). Данный скачок режима протекает аналогично описанному, но только в обратном порядке.

Аналогично работают генераторы импульсов с отрицательным сопротивлением в цепях коллектора и эмиттер—коллектор.

При использовании схемы на рис. 5-18 колебания образуются при подключении к цепи эмиттер—коллектор конденсатора, как показано на рисунке пунктиром.

б) Мультивибраторы

На рис. 5-22 изображена схема мультивибратора, собранная на двух полупроводниковых триодах плоскостного типа. Работа этой схемы аналогична работе мультивибратора с электронными лампами (см. рис. 5-6). В мультивибра-

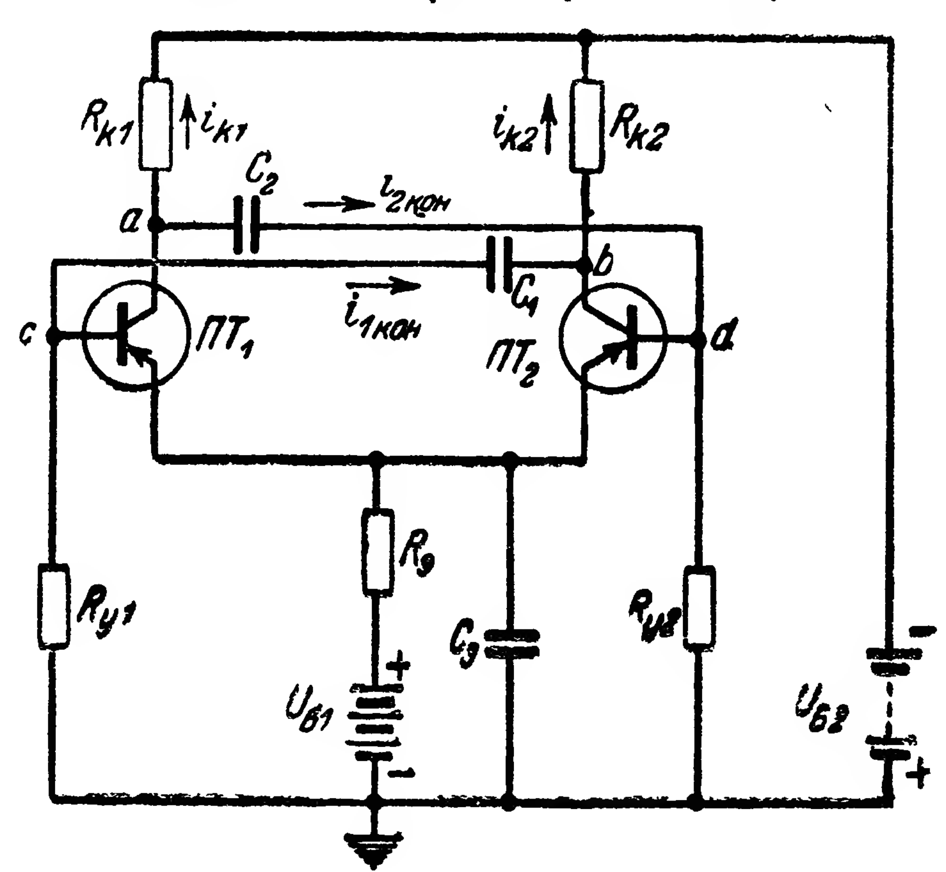


Рис. 5-22. Схема мультивибратора с плоскостными полупроводниковыми триодами.

торе с кристаллическими триодами используются два каскада усиления, собранные по схеме с заземленным эмиттером.

Допустим, что в некоторый момент времени происходит увеличение абсолютного значения тока $i_{к1}$ в цепи коллектора триода $ПТ_1$. В результате этого потенциал в

точке a возрастет, разность потенциалов между точками d и a уменьшится и начнется процесс перезаряда конденсатора C_2. Ток перезаряда образуется источником $U_{Б1}$ и протекает через эмиттер, коллектор $ПТ_1$ и сопротивление $R_{у2}$. Этот ток обусловит увеличение напряжения в цепи основания $ПТ_2$ (напряжение на сопротивлении $R_{у2}$), что вызовет уменьшение тока в цепи эмиттера этого триода, так как напряжение между эмиттером и основанием уменьшится. В связи с этим последует уменьшение тока коллектора $ПТ_2$ и, следовательно, уменьшение потенциала в точке b. С уменьшением потенциала в точке b разность потенциалов между точками c и b увеличится и начнется заряд конденсатора C_1 через сопротивления $R_{у1}$ и $R_{к2}$. Ток заряда конденсатора C_1 образуется источником $U_{Б2}$ и, протекая по сопротивлению $R_{у1}$, понизит напряжение в цепи основания $ПТ_1$ (напряжение на $R_{у1}$), что вызовет увеличение тока эмиттера, а следовательно, и дополнительное увеличение тока $i_{к1}$ коллектора. Если общий коэффициент усиления по току в схеме больше единицы, то это дополнительное увеличение тока в цепи коллектора $ПТ_1$ будет больше первоначального и вызовет дополнительное увеличение потенциала в точке a, что в свою очередь приведет к еще большему уменьшению тока в цепи эмиттера $ПТ_2$, и т. д. Таким образом создаются условия для скачка режима, в результате которого ток $i_{к1}$ в цепи коллектора увеличивается до большого значения (триод открывается по току коллектора), а в $ПТ_2$ — уменьшается до весьма малого значения (триод закрывается по току коллектора). Скорость этого скачка будет лимитироваться лишь паразитными параметрами и может быть весьма большой. Так как длительность скачка режима весьма мала, то за это время напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 практически остаются неизменными, и потому можно считать, что во время скачка режима изменение потенциала в точке a полностью передается в точку d, а изменение потенциала в точке b—в точку c.

По окончании описанного скачка режима происходит процесс перезаряда конденсатора C_2 и заряда конденсатора C_1. По мере уменьшения тока перезаряда конденсатора C_2 и уменьшения напряжения в цепи основания $ПТ_2$ потенциал в точке d падает и, следовательно, возрастает ток эмиттера этого триода, а по мере уменьшения тока

заряда конденсатора C_1 напряжение в цепи основания $ПТ_1$ увеличивается, а потенциал в точке c возрастает и ток в эмиттере $ПТ_1$ уменьшается.

Когда ток эмиттера $ПТ_2$ достигает такого значения, что общий коэффициент усиления схемы по току вновь становится больше единицы, создаются условия для нового скачка режима, при котором триод $ПТ_2$ откроется по току коллектора, а триод $ПТ_1$ закроется. В дальнейшем процесс будет периодически повторяться.

Сопротивление $R_э$ в схеме на рис. 5-22 служит для стабилизации режима. Оно позволяет в значительной мере ослабить влияние изменения составляющей тока коллектора, соответствующей нулевому току эмиттера. Эта составляющая, как известно [Л. 62], может изменяться в несколько десятков раз под воздействием изменения температуры и других факторов.

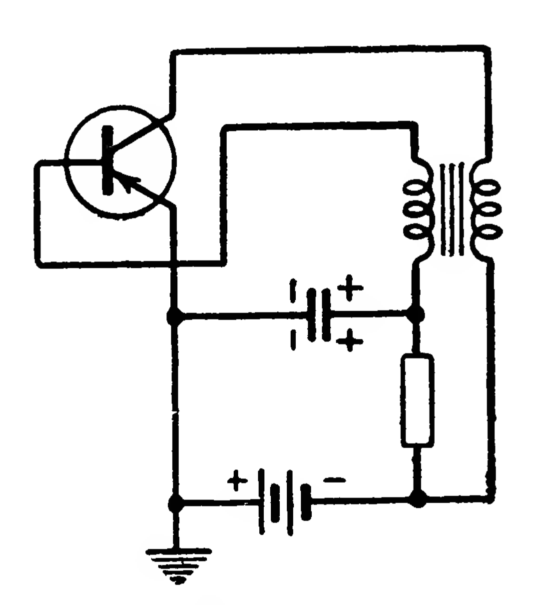


Рис. 5-23. Схема блокинг-генератора с полупроводниковым триодом.

в) Блокинг-генератор

Схема блокинг-генератора с полупроводниковым триодом изображена на рис. 5-23. Работа этой схемы аналогична работе схемы на рис. 5-14,*б*.

Недостатком схем с полупроводниковыми триодами является меньшая по сравнению со схемами с электронными лампами стабильность их параметров и характеристик. В настоящее время разработан ряд способов повышения стабильности схем с полупроводниковыми триодами и сами триоды непрерывно совершенствуются.

Глава шестая

ЭЛЕМЕНТЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ЗАДЕРЖКИ ИМПУЛЬСОВ

6-1. Общие сведения

а) Задачи элементов формирования импульсов

Импульсы, создаваемые генераторами в кодирующем устройстве, очень часто не обладают всеми признаками, необходимыми для образования сигнала сообщения.

Аналогичная картина имеет место и в приемно-декодирующем устройстве. Импульсы сигнала сообщения, полу-

чаемые на выходе приемного устройства, не имеют ряда признаков, необходимых для обеспечения нормальной работы дешифраторов и демодуляторов декодирующего устройства. В ряде случаев придание импульсам сигнала необходимых признаков производится путем преобразования их с помощью элементов формирования.

На элементы формирования импульсов возлагаются обычно следующие задачи:

1) преобразование импульсов с разными амплитудами в импульсы с одинаковой амплитудой определенной величины;

2) пребразование импульсов с формой, отличной от прямоугольной, в импульсы прямоугольной формы с длительностью, соответствующей длительности преобразуемого импульса;

3) преобразование импульсов с формой, отличной от прямоугольной, в импульсы прямоугольной формы с определенной (одинаковой для всех импульсов) длительностью;

4) преобразование импульсов с малой крутизной переднего и заднего фронтов в импульсы с большой крутизной фронтов.

Элементы формирования импульсов часто используются в качестве одной из составных частей шифраторов и дешифраторов признаков посылок (см. гл. 10 и 11).

Элементы формирования разделяются на различные виды по принципу действия или конструкции и характеру выполняемого преобразования.

б) Задачи элементов задержки импульсов

Элемент задержки импульсов работает таким образом, что если в некоторый момент времени на его вход воздействует импульс, то соответствующее воздействие на выходе образуется не сразу, а через определенное время задержки $t_з$.

Элементы задержки импульсов используются в шифраторах и дешифраторах длительности посылок (см. гл. 11) и комбинационных шифраторах и дешифраторах. Это обусловлено тем, что элементы задержки позволяют построить схемы, обеспечивающие формирование посылок с определенной длительностью и кодовые группы с заданными временными интервалами между отдельными импульсами, а также схемы, обеспечивающие контроль длительности посылок и расстановки импульсов в кодовой группе во времени.

Элементы задержки импульсов во времени применяются также для построения распределителей (см. гл. 13) и решения ряда других задач.

6-2. Релейные элементы формирования прямоугольных импульсов

Формирование импульсов с помощью реле позволяет преобразовать импульсы с формой, отличной от прямоугольной, в импульсы прямоугольной формы, причем длительность импульсов на выходе соответствует длительности входных импульсов.

Выше уже указывалось, что прямоугольная форма импульсов часто яляется наиболее благоприятной для воздействия на различные элементы схемы. Поэтому способам получения импульсов такой формы уделяется большое внимание.

В зависимости от длительности и мощности формируемых импульсов применяются различные типы контактных или неконтактных реле.

Если длительность исходных импульсов много больше времени срабатывания и отпускания реле, то последнее может рассматриваться как безынерционное. Такой случай имеет место, например, при воздействии на электронное реле импульсов с длительностью порядка нескольких миллисекунд и более или воздействии на обычное электромагнитное реле импульсов длительностью 0,3 *сек* и более.

На рис. 6-1,*а* изображен импульс напряжения с формой, отличной от прямоугольной, а на рис. 6-1,*б* — импульс, формируемый безынерционным реле при воздействии на него импульса на рис. 6-1,*а*.

Из рис. 6-1 видно, что длительность $t_р$ формируемого прямоугольного импульса равна длительности входного импульса $u_{вх}$ при условии отсчета начала импульса на уровне параметра срабатывания реле ($u_{ср}$), а окончания импульса—на уровне параметра отпускания ($u_{от}$).

Рис. 6-2 иллюстрирует формирование импульсов с помощью реле, имеющего заметную инерцию, т. е. значительные величины $t_{ср}$ и $t_{от}$.

Очевидно, что изменение амплитуды входных импульсов, а также параметров срабатывания и отпускания реле ($u_{ср}$, $t_{ср}$ и $u_{от}$, $t_{от}$) вызовет изменение длительности $t_р$ им-

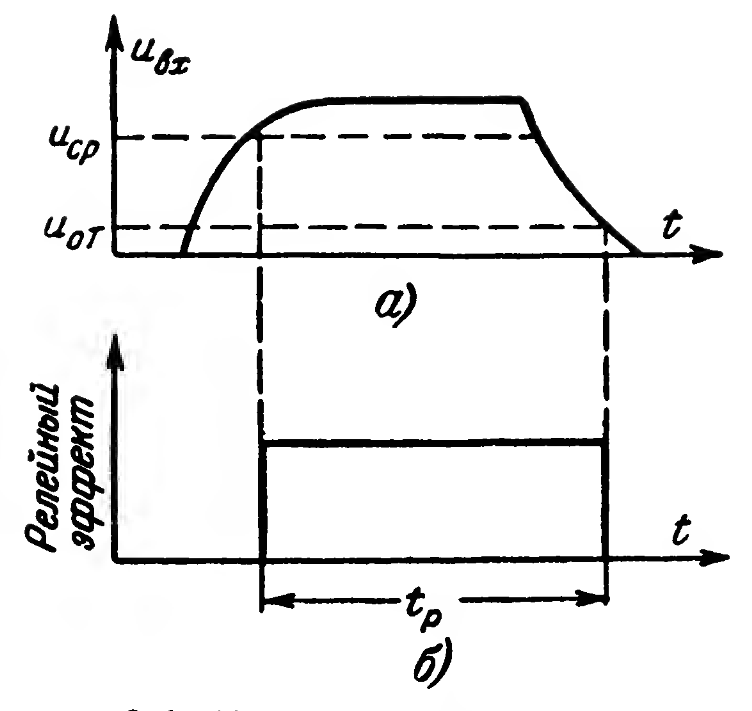


Рис. 6-1. Графики зависимости от времени напряжений на входе и выходе релейного безынерционного элемента формирования импульсов.

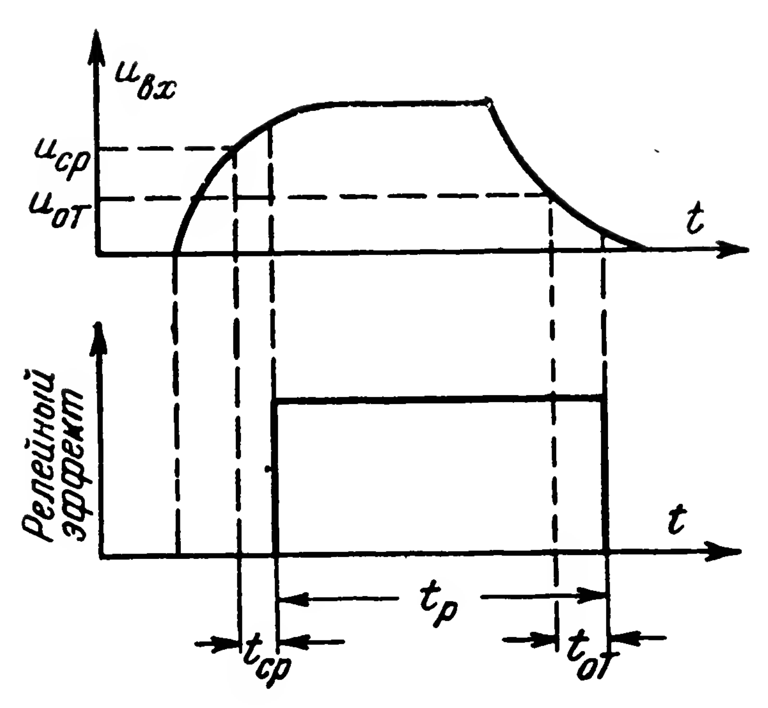


Рис. 6-2. Графики зависимости от времени напряжений на входе и выходе релейного элемента формирования импульсов, имеющего заметную инерцию по срабатыванию и отпусканию.

пульсов, формируемых данным элементом. Таким образом, длительность импульсов, формируемых реле, подвержена искажениям при изменении указанных параметров.

6-3. Ограничители амплитуды импульсов

а) Определение и назначение ограничителей

Ограничителем называется элемент, напряжение на выходе которого остается практически постоянным, когда подводимое напряжение превышает некоторую предельную величину или становится меньше ее.

Ограничители бывают трех типов: по минимуму, по максимуму и двусторонние.

У ограничителя по минимуму напряжение на выходе остается постоянным ($u_{вых}=U_0$), когда подводимое напряжение меньше определенной величины (рис. 6-3), т. е. когда $u_{вх} \leqslant U_{пор}$.

У ограничителя по максимуму напряжение на выходе остается практически постоянным ($u_{вых}=U_0$), когда подводимое напряжение превышает некоторую величину (рис. 6-4), т. е. когда $u_{вх} \geqslant U_{пор}$.

Указанные определенные значения напряжений $U_{пор}$ называют уровнем или порогом ограничения соответственно сверху и снизу.

Двусторонний ограничитель имеет порог ограничения как сверху, так и снизу (рис. 6-5).

Формирование импульсов с помощью ограничителей применяется для решения ряда задач и, в частности, для:

1) сглаживания вершины импульса (рис. 6-6);

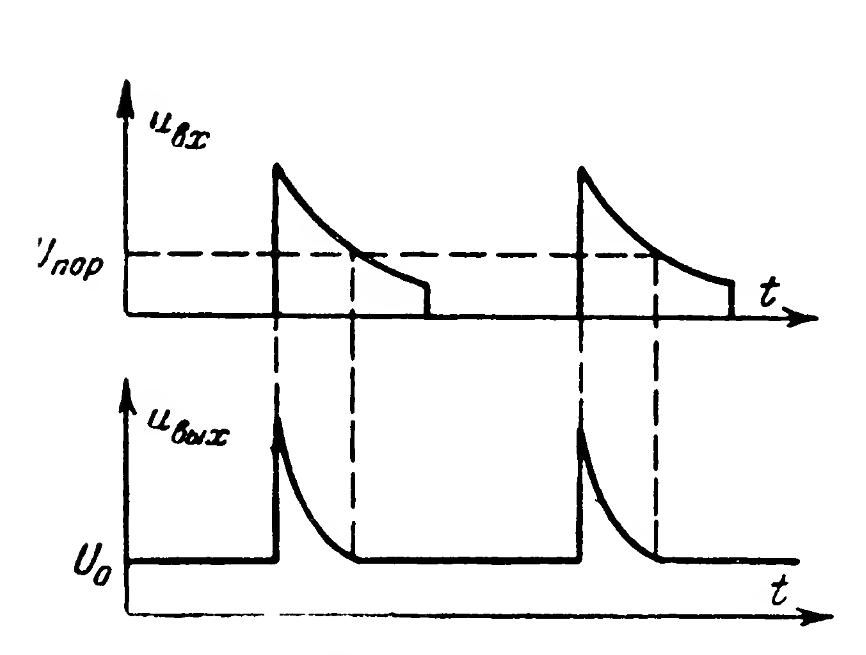


Рис. 6-3. Графики зависимости от времени напряжений на входе и выходе ограничителя по минимуму.

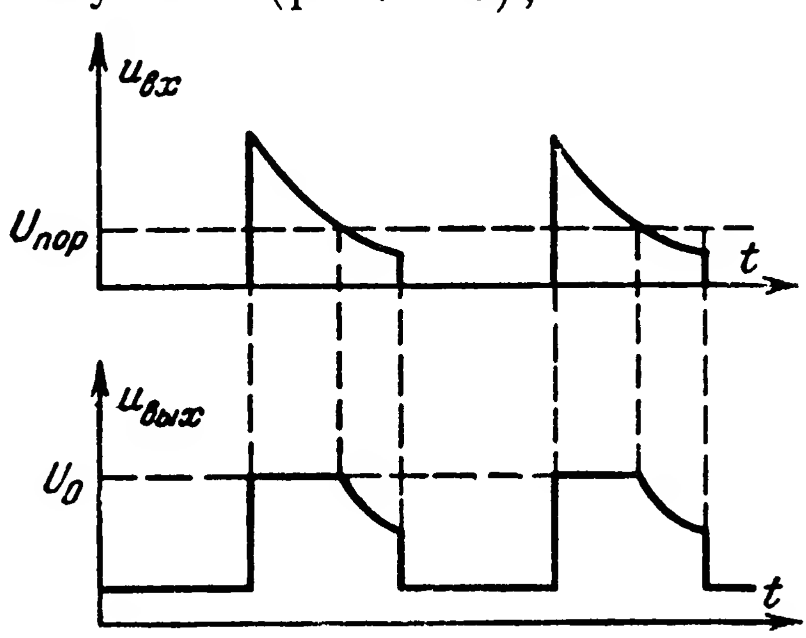


Рис. 6-4. Графики зависимости от времени напряжений на входе и выходе ограничителя по максимуму.

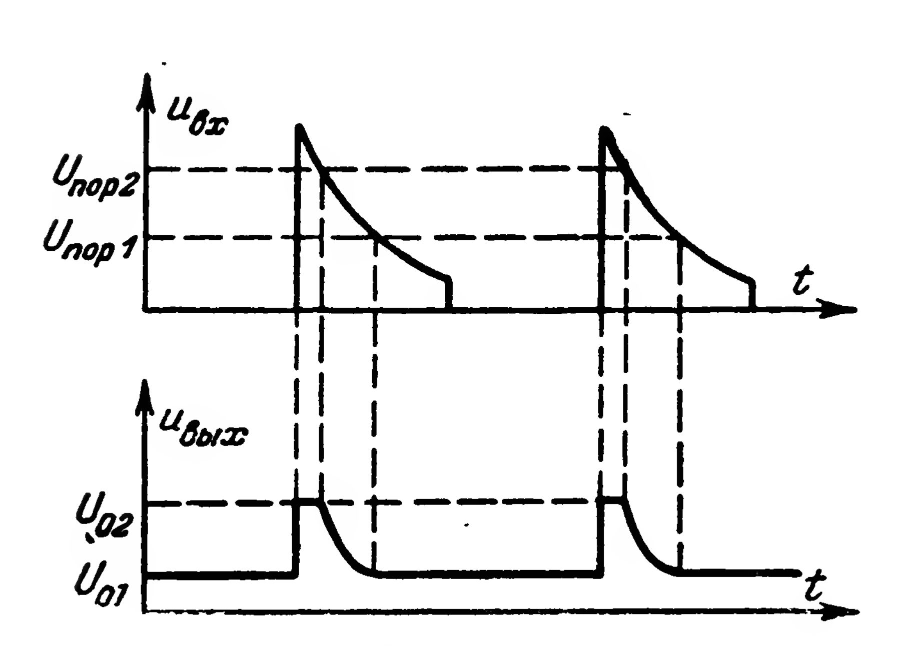


Рис 6-5. Графики зависимости от времени напряжений на входе и выходе двустороннего ограничителя амплитуды импульсов.

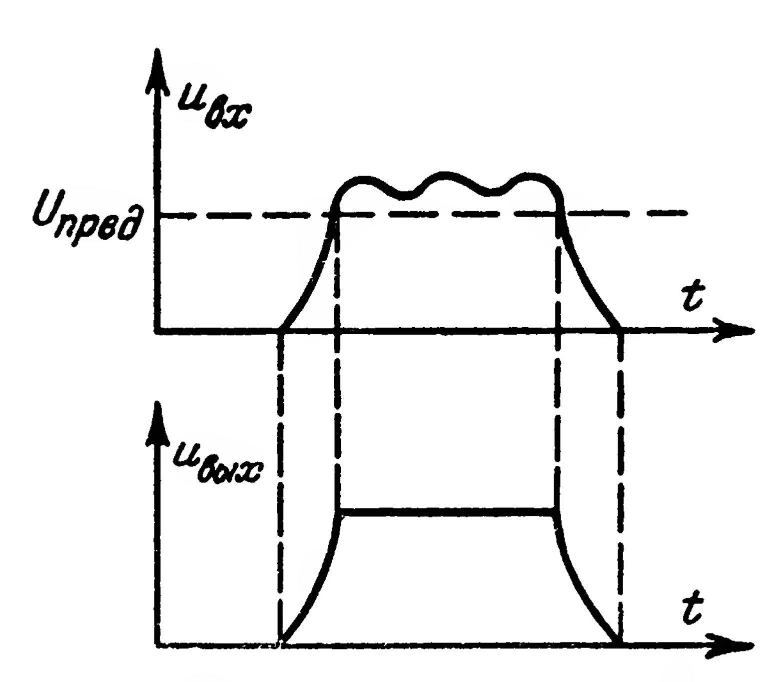


Рис. 6-6. Сглаживание вершины импульсов ограничителем по максимуму.

2) преобразования импульса неправильной или синусоидальной формы в импульс с формой, близкой к прямоугольной (рис. 6-7 и 6-8);

3) увеличения крутизны фронтов импульсов (рис. 6-9);

4) выделения импульсов одной полярности из импульсов разных полярностей (рис. 6-10);

5) различения амплитуды импульсов (см. гл. 10).

Ограничители импульсов могут быть созданы с помощью нелинейных элементов: полупроводниковых выпрямителей (детекторов), электронных и ионных ламп, полупроводниковых триодов.

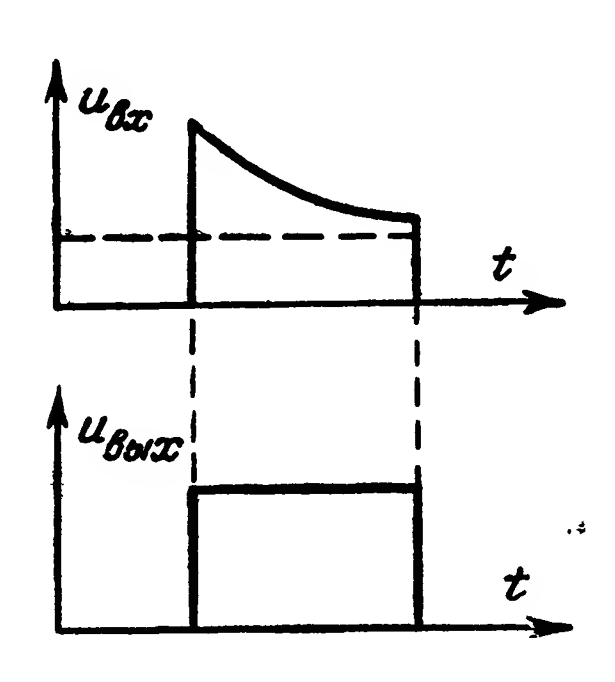


Рис. 6-7. Преобразование ограничителем по максимуму импульса с неровной вершиной в импульс прямоугольной формы.

Рис. 6-8. Преобразование синусоидальных колебаний двусторонним ограничителем в последовательность почти прямоугольных импульсов.

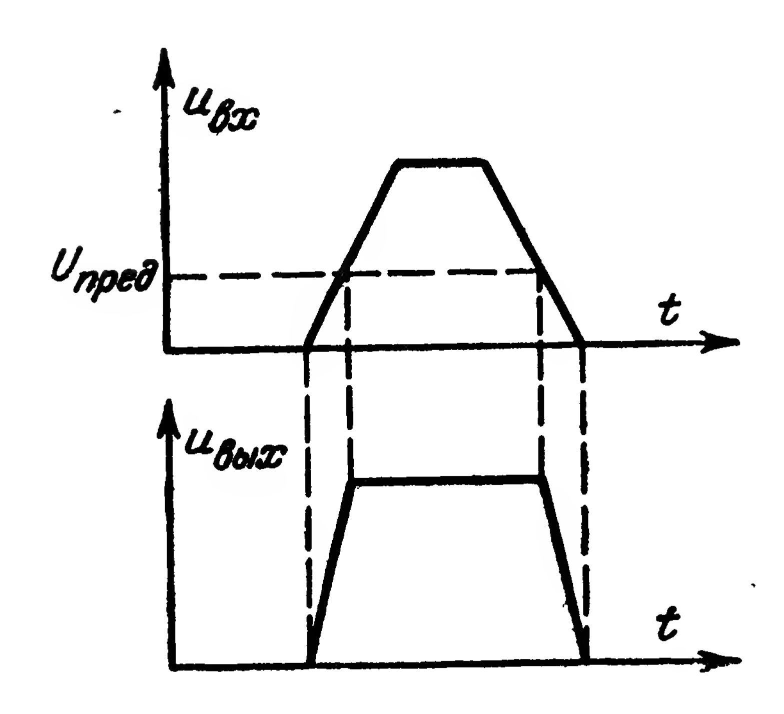


Рис. 6-9. Повышение крутизны фронтов импульса с помощью усилителя и ограничителя по максимуму.

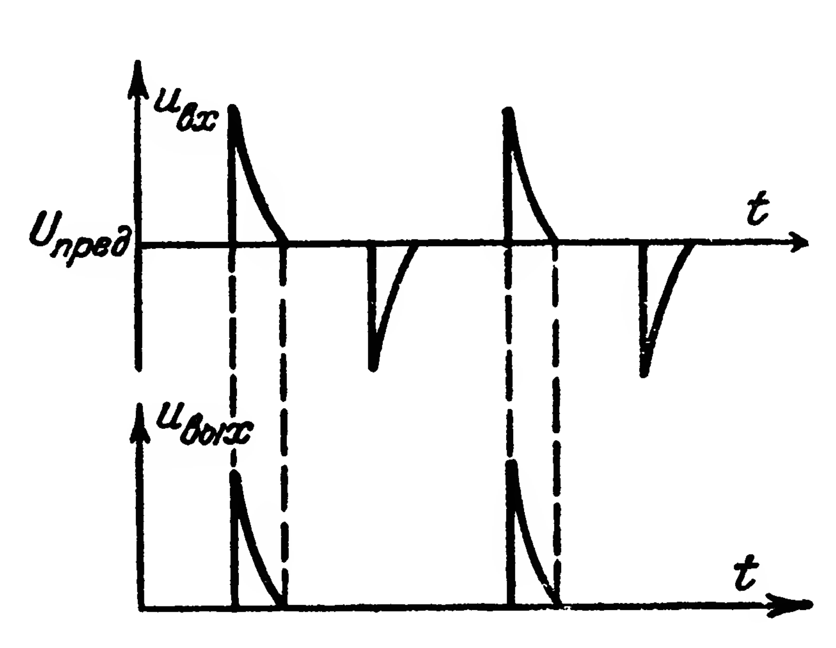


Рис. 6-10. Выделение импульсов одной полярности из серии импульсов разных полярностей.

Наибольшее применение имеют ограничители с электронными лампами. Ограничители с полупроводниковыми выпрямителями работают аналогично ламповым диодным. Поэтому они отдельно рассматриваться не будут.

б) Диодный ограничитель с последовательным включением диода

На рис. 6-11 приведена последовательная схема диодного ограничителя с ограничением по минимуму.

Формируемое напряжение u_1 подводится к точкам *А*, *В* схемы.

Для того чтобы в дальнейшем облегчить обозначение знаков отдельных напряжений, будем считать, что точка *В* заземлена.

Последовательно с диодом *Д* включены сопротивление нагрузки *R* и напряжение $U_Б$, определяющее уровень ограничения. На выходе ограничителя напряжение снимается с точек *С*, *Д* сопротивления *R*. Кроме того, напряжение на выходе может сниматься и с точек *С*, *В*; разница при этом будет лишь на величину постоянного напряжения $U_Б$.

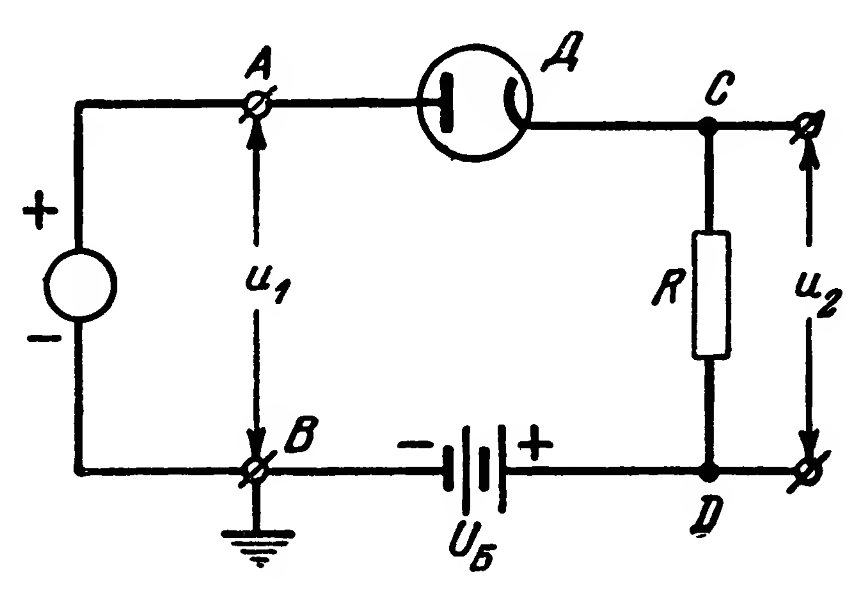


Рис. 6-11. Последовательная схема диодного ограничителя по минимуму.

В дальнейших расчетах будем полагать диод *Д* идеальным, т. е. принимаем, что сопротивление его в прямом направлении мало и постоянно: $R_д = \text{const}$, а в обратном направлении $R_д = \infty$.

При подключении к схеме напряжений $U_Б$ и u_1 ток в цепи диода при $u_1 > U_Б$ будет равен

$$i_а = \frac{u_1 - U_Б}{R + R_д}; \qquad (6\text{-}1)$$

при $u_1 \leqslant U_Б$

$$i_а = 0.$$

Соответственно при $u_1 > U_Б$

$$u_2 = (u_1 - U_Б)\frac{R}{R + R_д} \qquad (6\text{-}2)$$

и $u_2 = 0$ при $u_1 \leqslant U_Б$.

Из (6-1) и (6-2) следует, что данная схема осуществляет ограничение по минимуму, причем $U_0 = 0$, а порог ограничения $U_{пор}$ определяется значением $U_Б$, т. е. $U_{пор} = U_Б$ (рис. 6-3).

При выборе $R \gg R_д$ коэффициент передачи напряжения может быть получен весьма близким к единице.

На рис. 6-12 приведена последовательная схема диодного ограничителя с ограничением по максимуму. Эта схема отличается от схемы на рис. 6-11 лишь включением электродов диода.

В схеме на рис. 6-12 при $u_1 = 0$ под действием напряжения $U_Б$ в цепи диода протекает ток, равный $i = \frac{U_Б}{R + R_д}$, и на выходе схемы образуется малое начальное напряжение

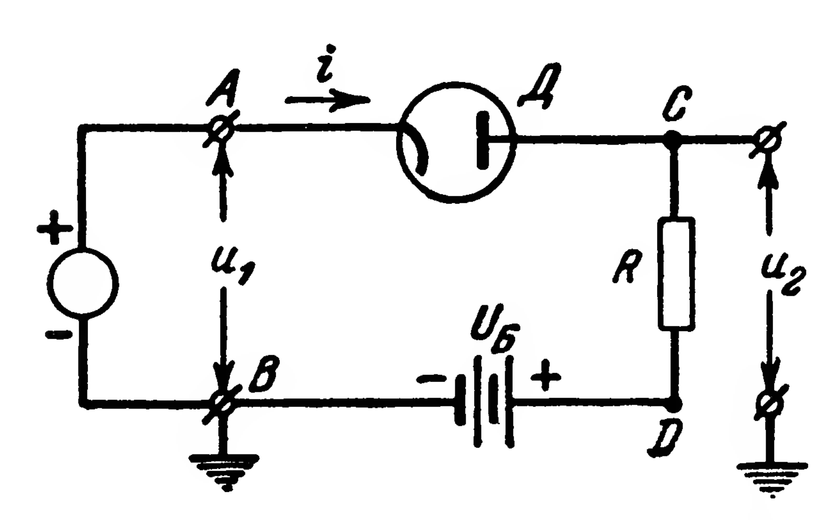


Рис. 6-12. Последовательная схема диодного ограничителя по максимуму.

$$u_2 = U_Б \frac{R_д}{R + R_д}.$$

При подаче на вход положительного напряжения $u_1 < U_Б$ ток в цепи уменьшается и равен $i = \frac{U_Б - u_1}{R + R_д}$; напряжение на выходе схемы при этом увеличивается и равно

$$u_2 = U_Б - \frac{U_Б - u_1}{R + R_д} R = \frac{u_1 R + U_Б R_д}{R + R_д}.$$

При $u_1 = U_Б$ напряжение на выходе становится равным $u_2 = U_Б$, а при дальнейшем увеличении напряжения u_1 диод $Д$ запирается и напряжение на выходе остается равным $u_2 = U_Б$. Таким образом, в данной схеме $U_0 = U_{пор} = U_Б$.

В ограничителях по максимуму максимальное значение напряжения U_0 на выходе часто называется **потолком** ограничения.

Если входное напряжение в схеме на рис. 6-12 будет иметь отрицательную полярность, то диод $Д$ будет проводить и так как его сопротивление $R_д$ мало, то напряжение на выходе приблизительно будет равно входному, т. е. $u_2 \approx u_1$.

в) Диодный ограничитель с параллельным включением диода

На рис. 6-13 изображена параллельная схема диодного ограничителя с ограничением по минимуму.

В данной схеме диод будет заперт при $u_1 > U_Б$ и отперт при $u_1 < U_Б$. В соответствии с этим напряжение на выходе будет равно

$$u_2 \approx u_1 \qquad (6\text{-}3)$$

при

$$u_1 > U_Б$$

и

$$u_2 \approx U_Б \qquad (6\text{-}4)$$

при $u_1 \leqslant U_Б$.

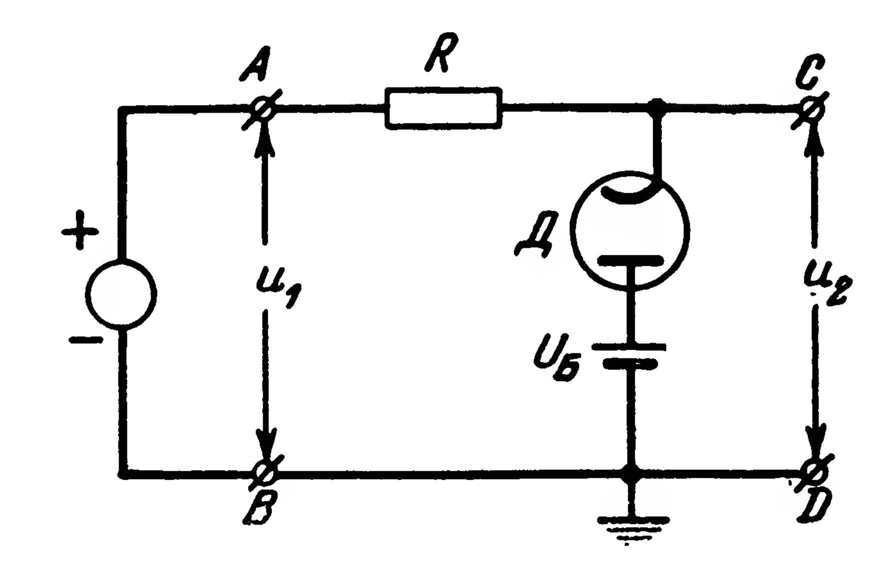


Рис. 6-13. Параллельная схема диодного ограничителя по минимуму.

Следовательно, в данном случае имеет место ограничение по минимуму и $U_0 = U_{пор} = U_Б$ (рис. 6-3).

Если в схеме на рис. 6-13 изменить включение электродов диода, то получится схема ограничителя по максимуму.

г) Двусторонние ограничители

Двустороннее ограничение можно получить путем комбинации ограничителей по минимуму и максимуму.

При использовании ограничителей, собранных по последовательной схеме, двустороннее ограничение можно получить путем последовательного включения их.

На рис. 6-14 приведена схема двустороннего ограничителя с параллельным включением диодов. В этой схеме

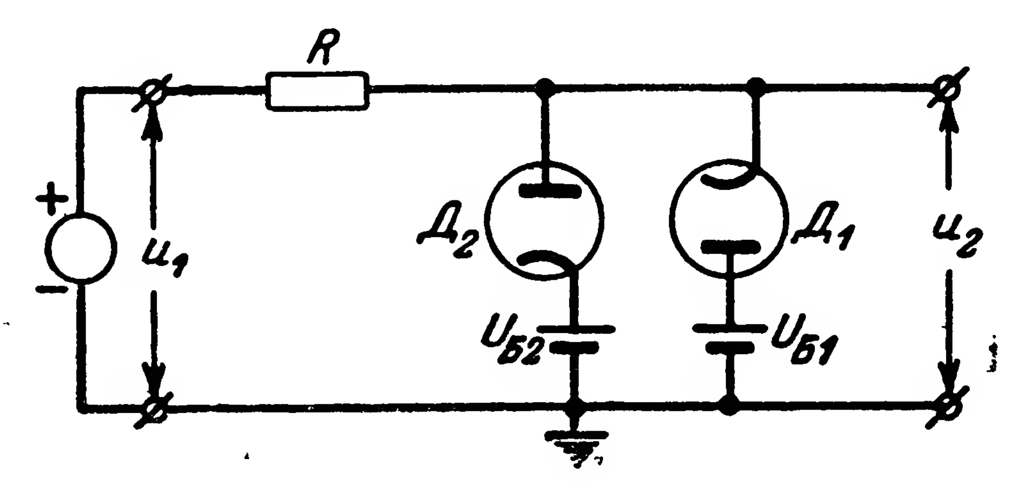


Рис. 6-14. Параллельная схема диодного ограничителя по максимуму.

$U_{Б2} > U_{Б1}$, порог ограничения по минимуму равен $U_{пор\,1} = U_{Б1}$, а порог ограничения по максимуму $U_{пор\,2} = U_{Б2}$. Напряжения на выходе, соответствующие порогам ограничения, при выполнении условия $R_д \ll R$ будут $U_{01} \approx U_{Б1}$ и $U_{02} \approx U_{Б2}$.

Аналогичные схемы ограничителей могут быть образованы с помощью многоэлектродных ламп, в которых может использоваться нелинейность сеточных, анодно-сеточных и анодных характеристик.

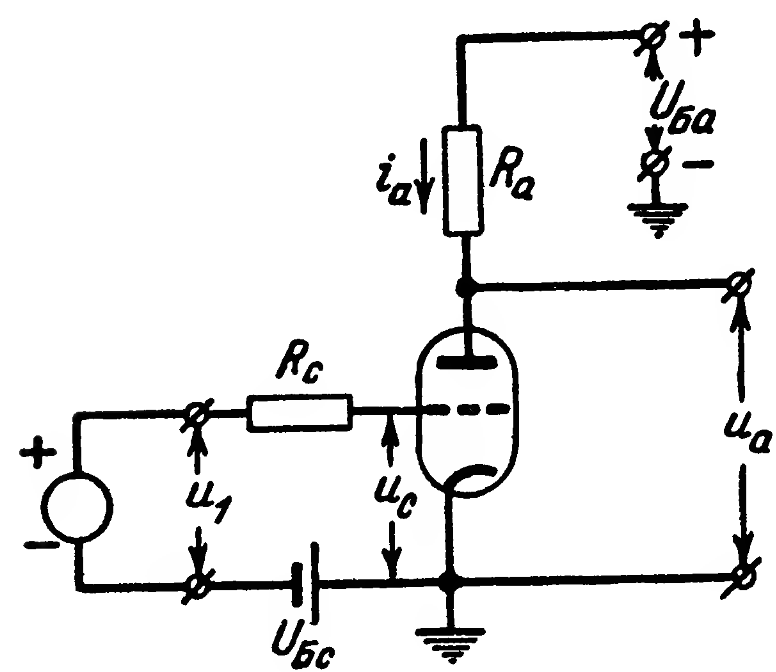


Рис. 6-15. Схема двустороннего ограничителя амплитуды импульсов с триодом.

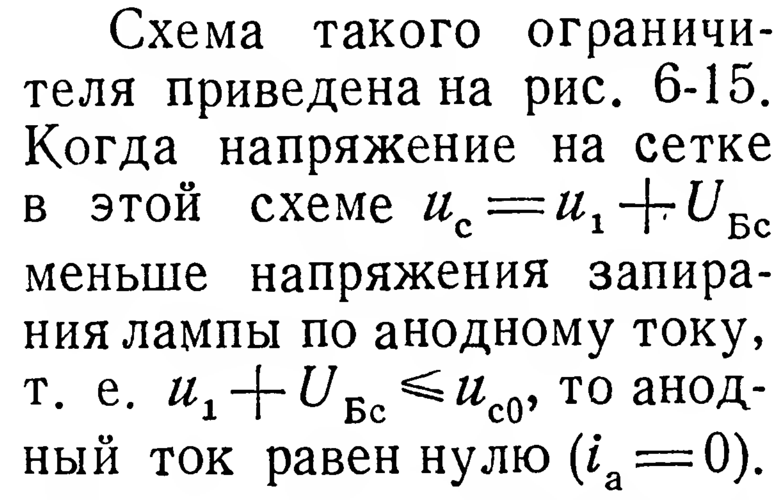

Так, например, двустороннее ограничение может быть получено путем одновременного использования нелинейности анодно-сеточной и сеточной характеристик.

Схема такого ограничителя приведена на рис. 6-15. Когда напряжение на сетке в этой схеме $u_c = u_1 + U_{Бс}$ меньше напряжения запирания лампы по анодному току, т. е. $u_1 + U_{Бс} \leqslant u_{c0}$, то анодный ток равен нулю ($i_a = 0$).

При $u_{c0} < u_1 + U_{Бс} < 0$ анодный ток с увеличением входного напряжения увеличивается.

При $u_1 + U_{Бс} > 0$ появляется сеточный ток, и если сопротивление r_c участка сетка—катод при появлении сеточного тока много меньше сопротивления R_c в цепи сетки ($r_c \ll R_c$), то дальнейший рост напряжения на сетке u_c, а следовательно, и анодного тока i_a ограничивается по максимуму.

Ограничение анодного тока по максимуму может быть получено также путем использования нелинейности динамической анодно-сеточной характеристики пентода или триода. Для получения необходимой нелинейности необходимо сопротивление R_a в анодной цепи выбрать достаточно большим.

6-4. Одновибраторы

а) Назначение и принцип действия

Одновибратором мы будем называть элемент, который при воздействии на его вход некоторого спускового импульса образует на выходе импульс напряжения (тока) с амплитудой и формой, определяемыми параметрами этого элемента.

Другими словами, амплитуда и форма импульса на выходе одновибратора не зависят или зависят лишь в очень малой степени от амплитуды и формы спусковых импульсов, а определяются схемой, параметрами и величиной питающих напряжений одновибратора.

Таким образом, одновибратор позволяет получить импульсы требуемой формы, и в то же время начало действия этих импульсов согласуется с началом или окончанием воздействия некоторых спусковых импульсов, поступающих с других элементов схемы.

Одновибраторы применяются для решения ряда задач и, в частности, для:

а) создания импульсов прямоугольной формы при воздействии на схему импульсов неправильной формы;

б) получения импульсов большой длительности при воздействии на схему кратковременных импульсов — расширения импульсов;

в) получения импульсов малой длительности при воздействии на схему импульсов с большой длительностью — сужения импульсов;

г) создания импульсов треугольной формы при воздействии на схему импульсов неправильной или прямоугольной формы и пр.

Так как амплитуда и форма импульса, получаемого на выходе одновибратора, не должны сколько-нибудь существенно зависеть от амплитуды и формы спусковых импульсов, то, очевидно, воздействие последних на вход одновибратора должно обусловливать лишь начало некоторого самостоятельного энергетического процесса, обеспечивающего образование импульса на выходе.

Этот энергетический процесс аналогичен процессам, происходящим в схемах генераторов, поэтому одновибраторы могут быть построены путем небольшого изменения схемы или режима генераторов импульсов. Соответствующий одновибратор может быть создан на базе любого генератора релаксационных колебаний, если одно из положений этого

генератора сделать статически устойчивым. По этим соображениям одновибраторы часто называют ждущими генераторами.

Поскольку схемы и работа различных релаксационных генераторов описаны в гл. 3—5, в настоящем параграфе будут рассмотрены лишь примеры построения одновибраторов на базе изученных ранее генераторов импульсов.

б) Релейные одновибраторы

Простейшие одновибраторы могут быть созданы с помощью реле, имеющих сильно различающиеся временные параметры по срабатыванию и отпусканию.

Если взять реле с малым временем срабатывания и значительно бо́льшим временем отпускания, то одновибратор построенный на базе этого реле, может работать следующим образом: при подаче на реле кратковременного спускового импульса оно срабатывает и вслед за этим начинает отпускать. За время отпускания реле может генерировать импульс (замкнуть или разомкнуть соответствующую цепь), длительность которого приблизительно равна времени отпускания, т. е.

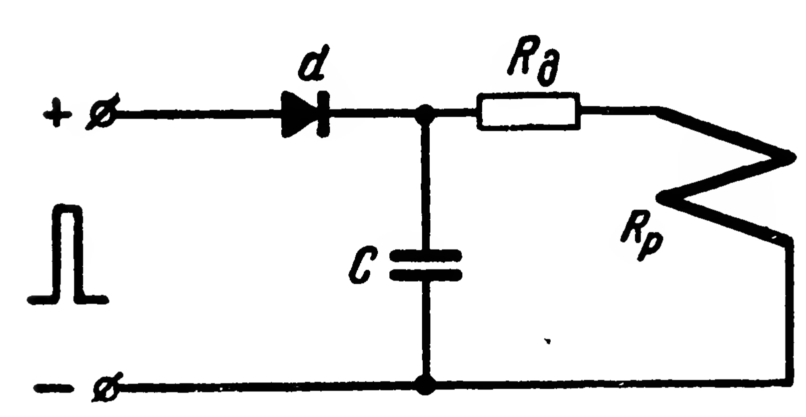


Рис. 6-16. Схема однорелейного одновибратора с разрядом конденсатора на обмотку реле.

$$t_{\text{р.вых}} \approx t_{\text{от}}.$$

На рис. 6-16 приведен пример схемы однорелейного одновибратора, работающего по описанному принципу.

Благодаря малому прямому сопротивлению выпрямителя d постоянная времени заряда конденсатора C может быть сделана малой.

Постоянная времени разряда этого конденсатора равна

$$\tau_{\text{раз}} \approx C(R_{\text{д}} + R_{\text{р}}),$$

где $R_{\text{д}}$ — добавочное сопротивление;

$R_{\text{р}}$ — сопротивление обмотки реле.

Выбором параметров можно обеспечить достаточно большое значение $\tau_{\text{раз}}$ и тем самым необходимое время отпускания реле.

Аналогично может работать одновибратор, построенный на базе реле, имеющего большое время срабатывания и малое время отпускания.

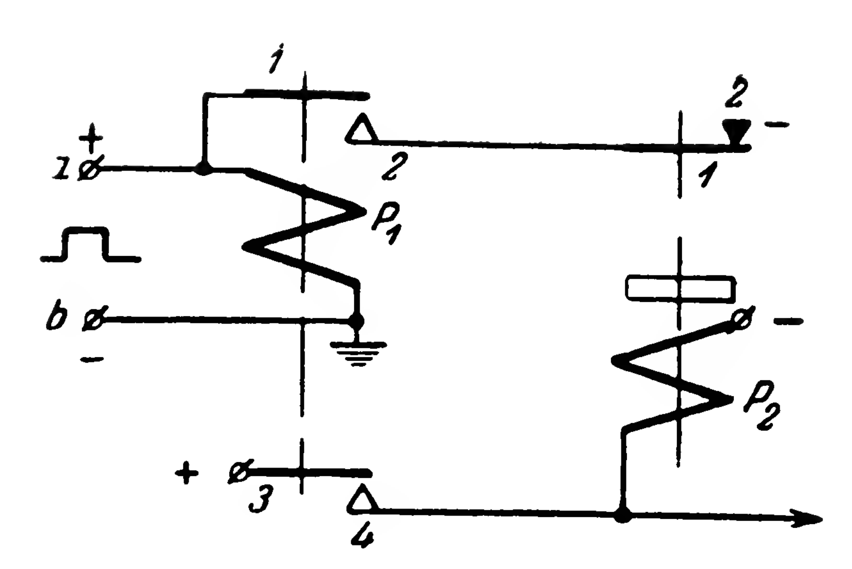


Рис. 6-17. Схема двухрелейного одновибратора; одно из реле имеет замедление по срабатыванию.

При необходимости обеспечить большую длительность импульсов на выходе одновибратора могут быть использованы реле с механическими методами замедления.

На рис. 6-17 изображена схема двухрелейного одновибратора. При подаче на вход ab кратковременного импульса напряжения срабатывает реле P_1, которое самоблокируется и подключает напряжение к выходу одновибратора и реле P_2. Последнее срабатывает с замедлением, после чего реле P_1 отпускает и напряжение с выхода одновибратора отключается.

в) Одновибраторы с ионными лампами

На рис. 6-18 приведена схема одновибратора, построенного на базе схемы генератора по рис. 4-7. В исходном положении, когда спусковое напряжение $u_1=0$, тиратрон T погашен. Конденсатор C при этом заряжен до напряжения $U_Б$. Параметры схемы выбираются такими, чтобы соблюдалось условие

$$U_Б < (R + r) i_г + U_{г.а}.$$

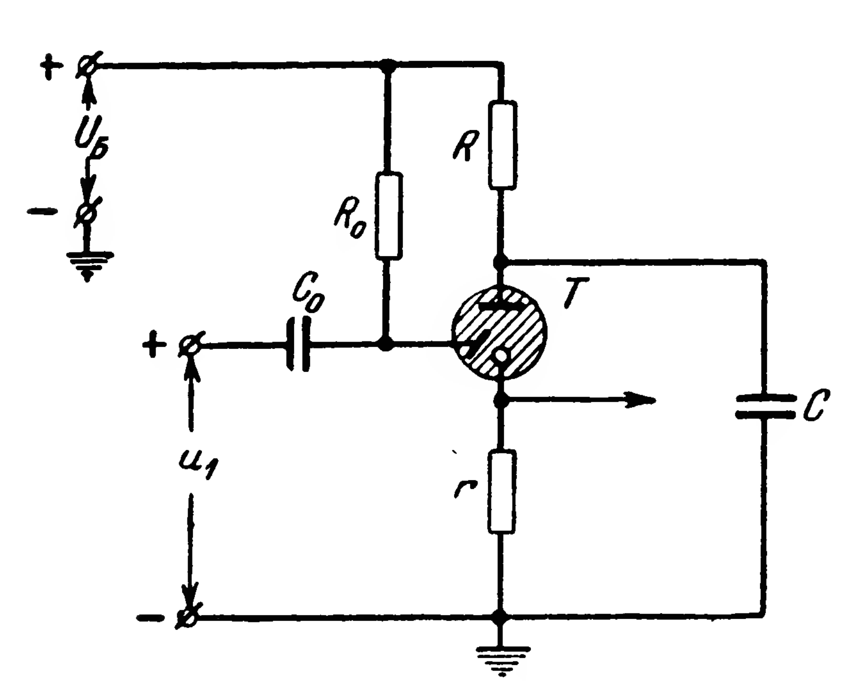


Рис. 6-18. Схема одновибратора с одним тиратроном, формирующая положительные импульсы на выходе.

В статическом режиме, когда ток в цепи конденсатора C равен нулю, источник напряжения $U_Б$ не обеспечивает поддержания тлеющего разряда в тиратроне.

При подаче спускового напряжения u_1 тиратрон T зажигается и в цепи его протекает сравнительно большой ток за счет разряда конденсатора C.

Когда напряжение на конденсаторе станет меньше $U_{га} + i_г r$, тиратрон гаснет и схема возвращается в исходное положение. Положительный импульс на выходе одновибратора может сниматься с сопротивления r. Длительность этого импульса $t_р$ может быть определена по формуле, аналогичной (4-15). Учитывая, что начальное напряжение на конденсаторе равно $U_Б$, получим:

$$t_р = \tau_2 \ln \frac{U_Б - U_0}{U'_{га} - U_0}. \quad (6\text{-}5)$$

На рис. 6-19 приведена схема одновибратора, отличающаяся от схемы на рис. 6-18 тем, что на выходе ее обра-

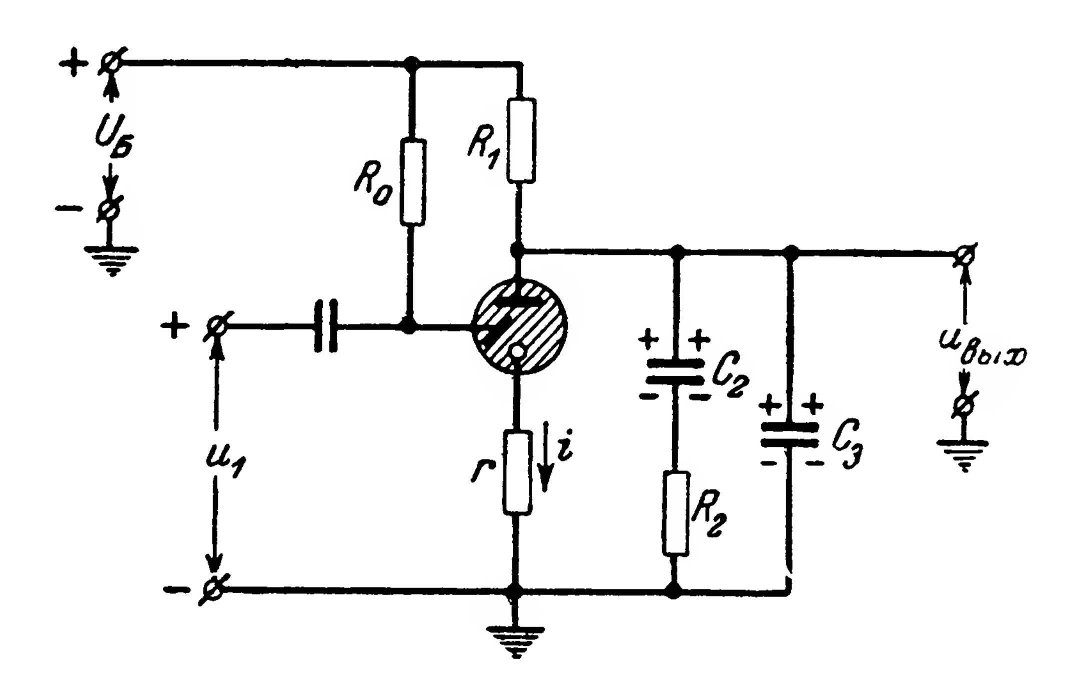


Рис. 6-19. Схема одновибратора с одним тиратроном, формирующая отрицательные импульсы на выходе.

зуются отрицательные импульсы, форма которых близка к прямоугольной.

Параметры этой схемы подбираются таким образом, что $C_3 \ll C_2$ и $r \ll R_2$. Конденсатор C_3 обеспечивает протекание значительного тока через тиратрон при зажигании его, благодаря чему уменьшается время ионизации и обеспечивается бóльшая крутизна переднего фронта импульса. Напряжение на выходе при зажженном тиратроне может быть подсчитано как сумма напряжений на тиратроне ($U_{г.а}$) и на сопротивлении r (ir), т. е. $u_{вых} = U_{г.а} + ir$.

Так как r сравнительно невелико, то при изменении тока i, протекающего через тиратрон, напряжение на выходе изменяется мало.

Форма импульса, получаемого на выходе данной схемы, показана на рис. 6-20.

Одновибратор с прямоугольной формой образуемого им импульса можно получить на основе генераторов с двумя тиратронами, рассмотренных в гл. 4 (см. рис. 4-8 и 4-10).

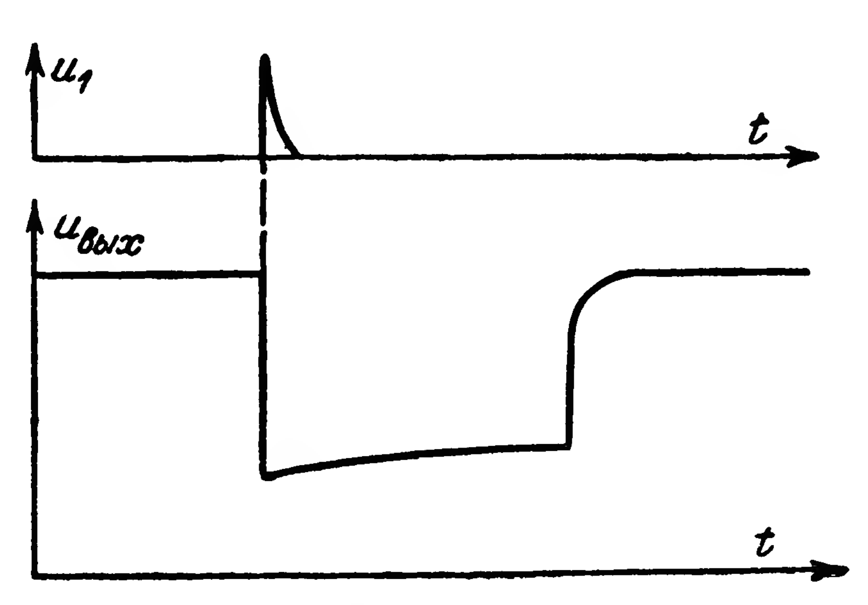


Рис. 6-20. Графики изменений во времени напряжений на входе и выходе одновибратора по рис. 6-19.

Для этого достаточно, например, увеличить сопротивление R_1 и устранить связь между пусковым анодом тиратрона T_1 и анодом (рис. 4-8) или катодом (рис. 4-10) тиратрона T_2. В таком случае в исходном положении тиратрон T_2 будет гореть, а T_1 погашен. Импульсы спускового напряжения должны подаваться на пусковой анод тиратрона T_1.

На рис. 6-21 приведена схема, у которой в исходном положении оба тиратрона погашены. Параметры этой схемы подбираются такими, чтобы выполнялись условия:

$$U_Б < U_{з.а} + I_з (R_{a1} + R_{к1});$$

$$U_Б > U_{г\,а} + I_г (R_{a1} + R_{к1});$$

$$U_Б < U_{г.а} + I_г (R_{a2} + R_{к2}).$$

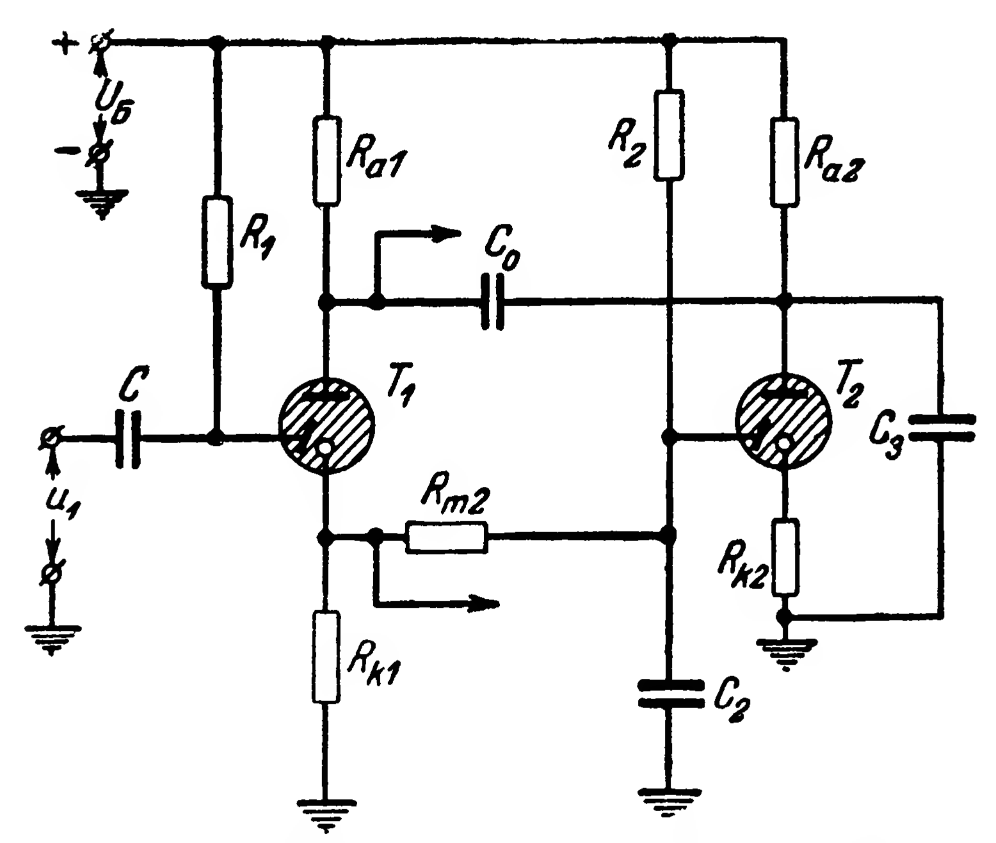


Рис. 6-21. Схема одновибратора с двумя тиратронами.

При подаче спускового напряжения u_1 тиратрон T_1 зажигается. Под действием напряжения на сопротивлении $R_{к1}$ начинается заряд конденсатора C_2. При некотором значении напряжения на конденсаторе C_2 зажигается тиратрон T_2. При этом за счет действия опрокидывающего конденсатора C_0 тиратрон T_1 гаснет, а через некоторое время, когда уменьшится напряжение на конденсаторе C_3, произойдет погасание также и тиратрона T_2. Напряжение на выходе схемы может быть снято с катода или анода тиратрона T_1.

г) Одновибраторы с электронными лампами и полупроводниковыми триодами

Одновибраторы с электронными лампами и полупроводниковыми триодами могут быть получены на базе всех генераторов импульсов, рассмотренных в гл. 5.

На практике чаще всего используются одновибраторы, построенные на базе мультивибраторов и блокинг-генераторов.

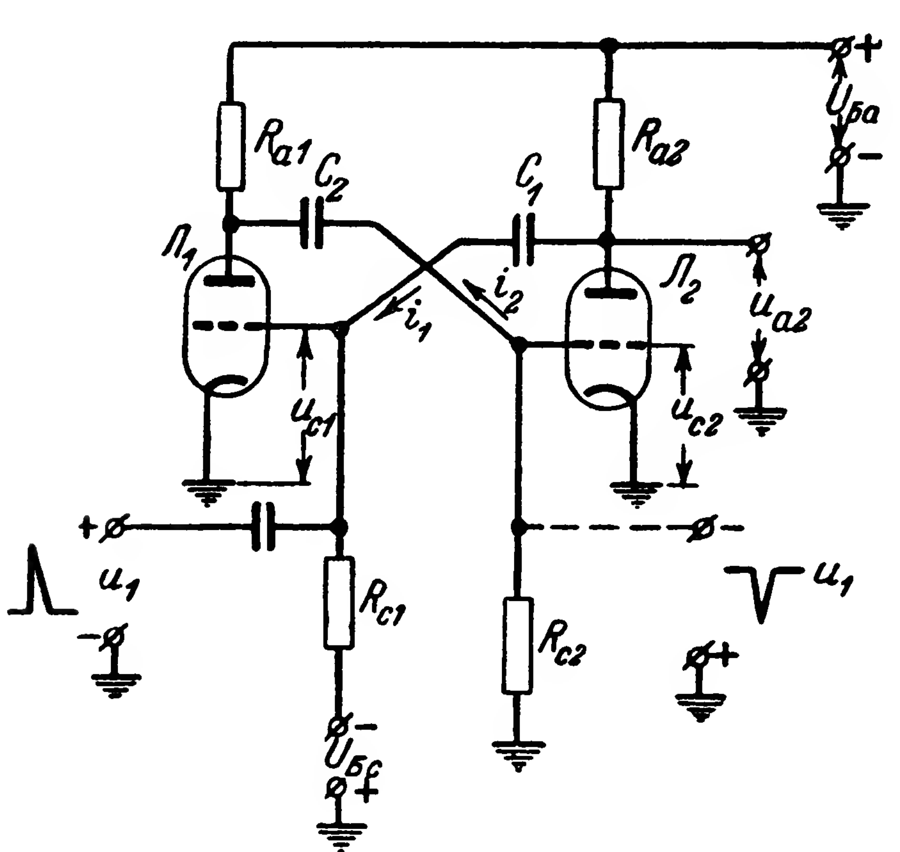


Рис. 6-22. Схема одновибратора с двумя электронными лампами.

На базе основной схемы мультивибратора (см. рис. 5-6) одновибратор может быть получен путем введения в цепь сетки одной из ламп напряжения смещения, обеспечивающего запирание этой лампы в исходном положении. Схема такого одновибратора приведена на рис. 6-22.

Напряжение смещения $U_{Бс} < u_{с0}$, и поэтому в исходном положении лампа $Л_1$ всегда заперта, а $Л_2$ открыта по анодному току.

Для приведения схемы в действие необходимо подать либо кратковременный положительный импульс в цепь сетки лампы $Л_1$, либо отрицательный в цепь сетки лампы $Л_2$. С подачей такого импульса схема опрокинется: лампа $Л_1$ отопрется, а $Л_2$ запрется.

Однако это новое положение схемы не будет устойчивым, и поэтому через некоторое время она вернется в исходное состояние, которое является статически устойчивым.

После подачи пускового импульса и опрокидывания схемы начнется процесс заряда конденсатора C_1 и разряда конденсатора C_2; при этом напряжение u_{c1} на сетке лампы $Л_1$ будет уменьшаться, а напряжение u_{c2} на сетке лампы $Л_2$ увеличиваться.

В зависимости от соотношения параметров могут быть два режима работы схемы:

1) возрастание напряжения u_{c2} на сетке лампы $Л_2$ и момент отпирания этой лампы определяются возрастанием напряжения на аноде лампы $Л_1$ в процессе запирания ее; при этом длительность генерируемого импульса определяется в основном процессом заряда конденсатора C_1;

2) возрастание напряжения u_{c2} и момент отпирания лампы $Л_2$ определяются в основном процессом разряда конденсатора C_2.

Указанные два режима различаются несколько и формой генерируемых импульсов.

На рис. 6-23 приведены графики, иллюстрирующие работу схемы.

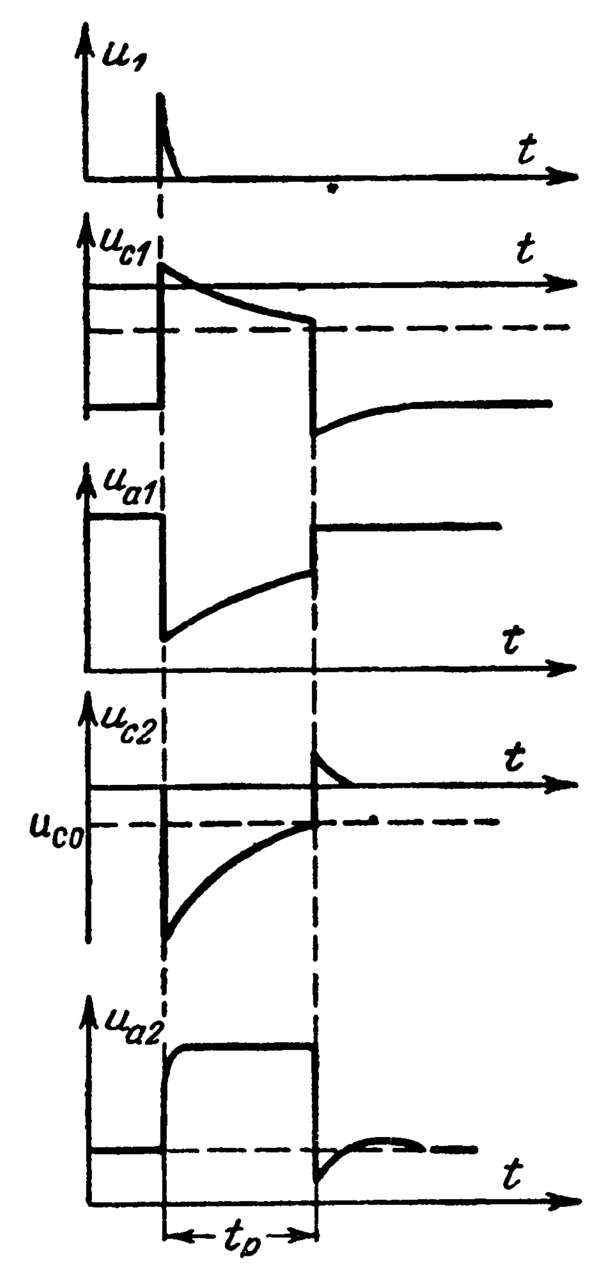


Рис. 6-23. Графики изменений во времени напряжений на анодах и сетках ламп в схеме на рис. 6-22.

Более подробные исследования показывают, что стабильность длительности t_p генерируемого импульса в первом режиме меньше, чем во втором.

На рис. 6-24 изображена принципиальная схема одновибратора, у которого конденсатор связи C_1 в схеме на рис. 6-22 заменен сопротивлением R_1.

Одновибратор, собранный по схеме на рис. 6-24, работает аналогично одновибратору по схеме на рис. 6-22. Отличие в работе схемы на рис. 6-24 состоит в том, что в ней устраняются все явления, связанные с процессом заряда конденсатора C_1, и, таким образом, одновибратор работает только во втором режиме, т. е. длительность гене-

рируемого импульса определяется процессом разряда конденсатора C_2. Значение длительности импульса может быть вычислено по формуле (5-11).

Необходимое для расчета напряжение U_{10} на аноде отпертой лампы $Л_1$ после опрокидывания схемы должно быть найдено с учетом величины суммарного напряжения $u_с$ действующего в цепи управляющей сетки и равного

$$u_{с} = U_{Б.с} + (U_{Б\,а} - U_{Б.с}) \frac{R_{с1}}{R_{а2} + R_1 + R_{с1}}.$$

В данной формуле $U_{Б.с} < 0$.

На рис. 6-25 приведен пример схемы одновибратора с точечным полупроводниковым триодом. В одновибраторе

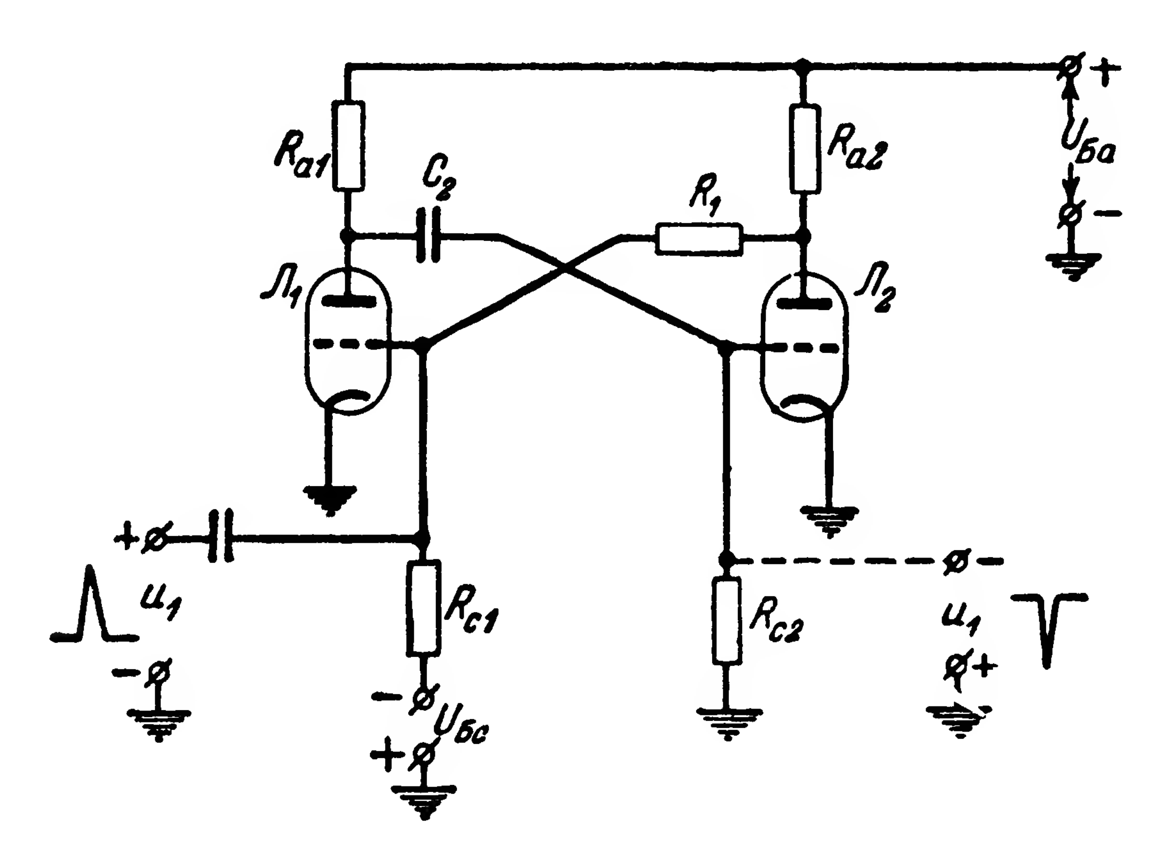


Рис. 6-24. Вариант схемы одновибратора с двумя электронными лампами.

используется схема на рис. 5-17 с отрицательным сопротивлением в цепи коллектора. Напряжение $U_{Б.э}$ смещения в цепи эммитера и другие параметры схемы подобраны таким образом, что в исходном положении ток в цепи коллектора мал. Это положение устойчивого равновесия определяется точкой пересечения характеристики $u_2 = U_{Б.к} - i_R R_к$ и вольт-амперной характеристики цепи коллектора $u_2 = \varphi(i_к)$ — точка a на рис. 6-26. Кратковременный отрицательный импульс, подводимый к цепи основания, откроет триод по току коллектора. Если за время действия пускового импульса напряжение на конденсаторе C существенно

измениться не успеет, то с окончанием его режим схемы будет характеризоваться точкой *b*. Это положение не является устойчивым, и конденсатор *C* будет разряжаться через цепи основание — коллектор и эмиттер — коллектор. Характеризующая точка по мере разряда конденсатора перемещается из положения *b* в *c*, где произойдет скачок

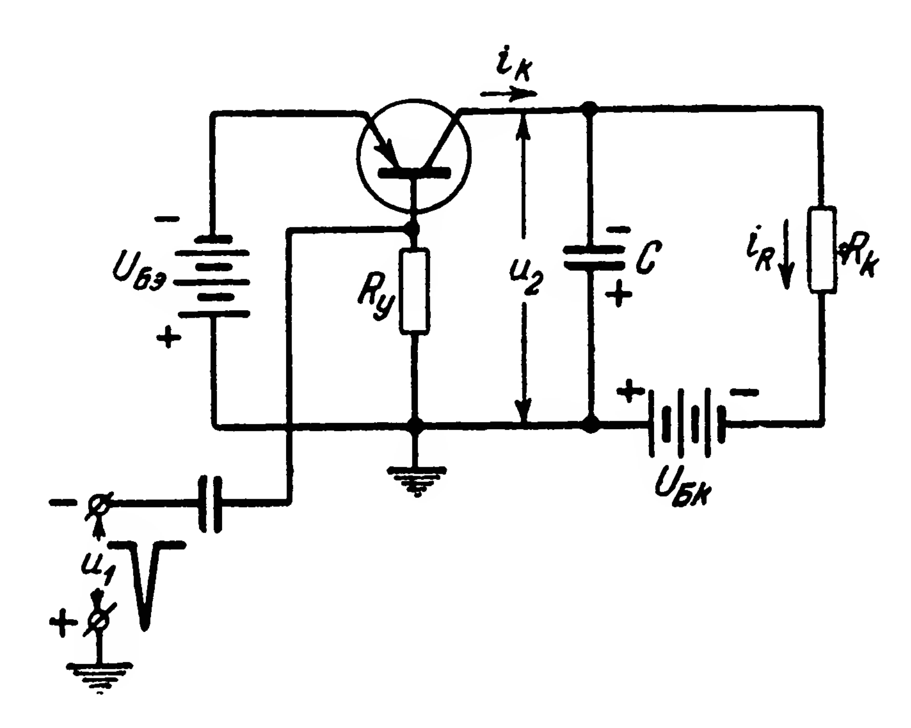


Рис. 6-25. Схема одновибратора с точечным полупроводниковым триодом.

режима, в результате которого ток в цепи коллектора резко упадет. После этого конденсатор *C* дозарядится и схема придет в первоначальное положение (точка *a*).

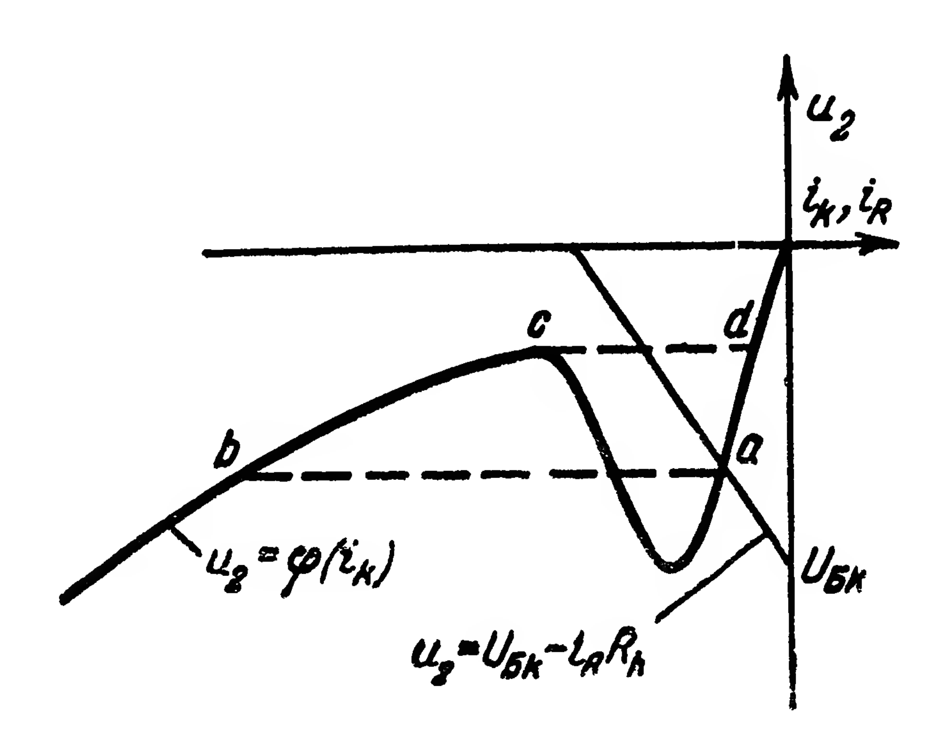


Рис. 6-26. Вольт-амперные характеристики цепи коллектора схемы на рис. 6-25.

Аналогично на базе других схем генераторов импульсов с полупроводниковыми триодами могут быть построены и другие варианты схем одновибраторов.

6-5. Элементы формирования импульсов пилообразной формы

а) Методы формирования импульсов пилообразной формы

В схемах шифраторов, дешифраторов, распределителей и других устройств очень часто используются импульсы, у которых в течение некоторого отрезка времени t_1 величина тока или напряжения линейно изменяется во времени. Формы таких импульсов показаны на рис. 6-27; они называются пилообразными.

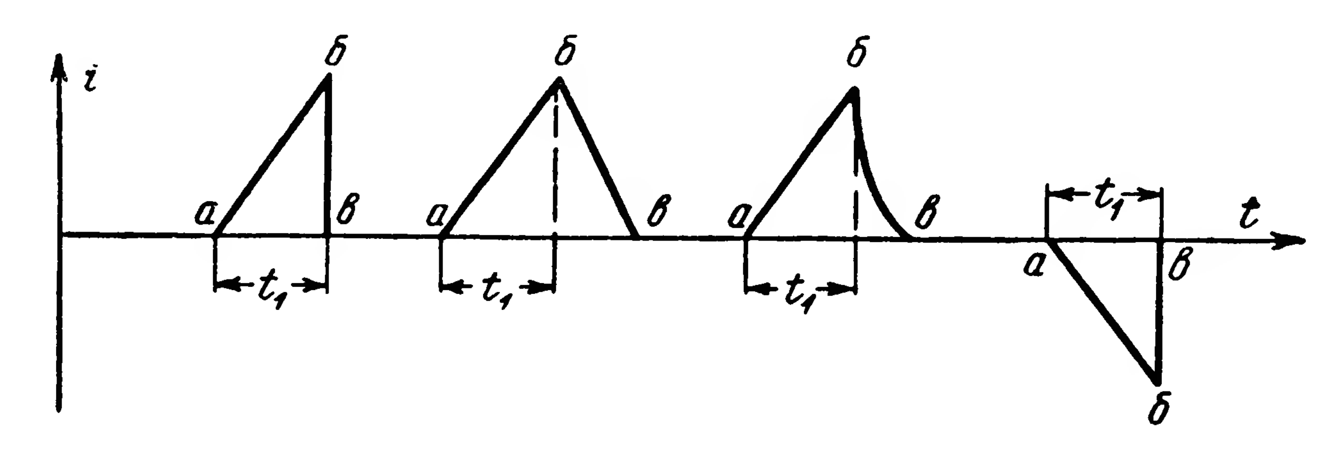


Рис. 6-27. Примеры различных форм пилообразных импульсов.

Начальная часть импульсов (*а—б*), когда напряжение или ток линейно возрастает или уменьшается, называется обычно прямым ходом, а вторая часть (*б—в*), когда напряжение или ток принимает начальное значение,— обратным ходом.

Формирование пилообразных импульсов обычно основано на использовании заряда или разряда конденсатора постоянным током.

Так, например, если в начальный момент времени ($t=0$) напряжение на конденсаторе $u_к=0$, а затем происходит его заряд, то

$$u_к=\frac{1}{C}\int_0^t i\,dt.$$

Если создать схему, которая могла бы обеспечить протекание в цепи заряда конденсатора постоянного тока $i=I=$ $=\text{const}$ при меняющемся напряжении на конденсаторе, то в такой схеме напряжение на конденсаторе будет изменяться во времени по закону

$$u_к=\frac{I}{C}t.$$

Аналогично получим линейное изменение напряжения при разряде конденсатора постоянным током.

При применении указанного принципа основная задача состоит в получении постоянства тока заряда или разряда конденсатора.

В существующих схемах элементов формирования заряд или разряд конденсатора приблизительно постоянным током осуществляется:

1) от источника постоянного напряжения через активное сопротивление;

2) от источника постоянного напряжения через активное сопротивление и индуктивность;

3) от источника постоянного напряжения через нелинейный элемент, величина тока в котором в некоторых пределах не зависит от величины приложенного к нему напряжения;

4) в цепи положительной обратной связи усилителя;

5) в цепи отрицательной обратной связи усилителя.

Наибольшее практическое применение получили методы 1, 2, 3 и 5, которые и рассматриваются ниже.

б) Заряд и разряд конденсатора через активное сопротивление

На рис. 6-28,*а* показана простейшая схема формирования пилообразных импульсов с зарядом конденсатора через активное сопротивление *R*. В данном случае ключ *К* обе-

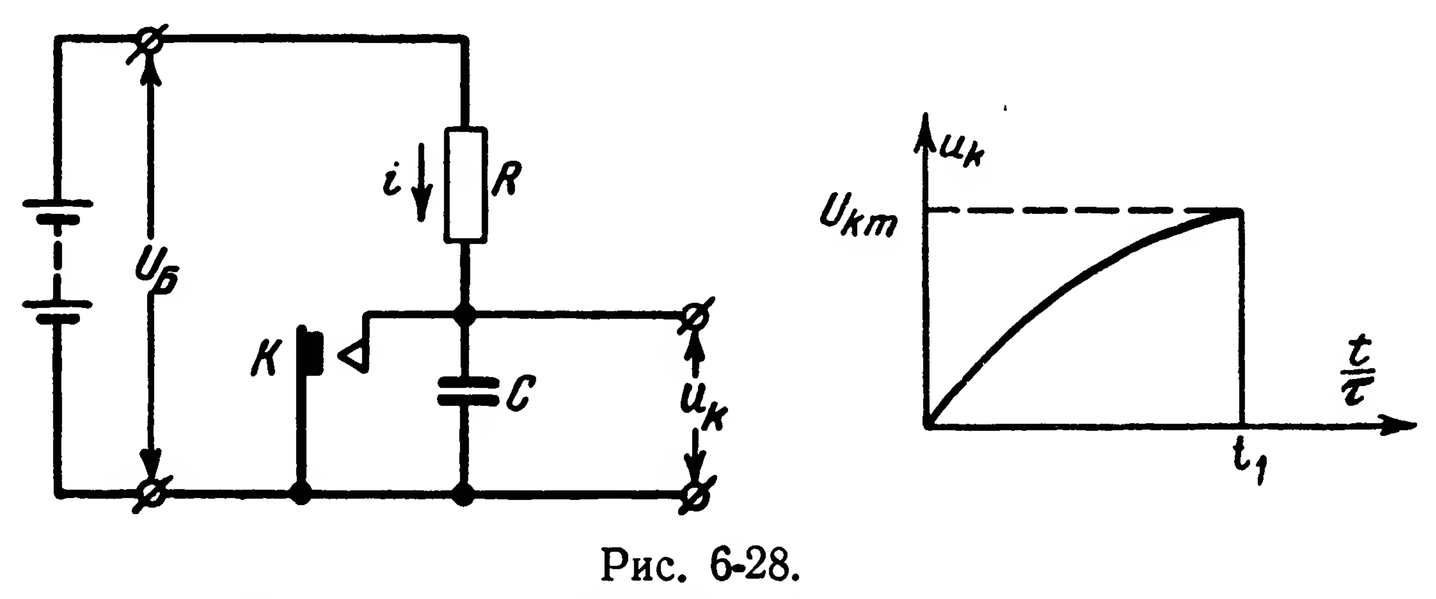


Рис. 6-28.

а — схема формирования пилообразных импульсов путем заряда конденсатора через активное сопротивление; *б* — изменение во времени напряжения на конденсаторе при его заряде.

спечивает шунтирование емкости *C* при обратном ходе и расшунтирование в начале прямого хода. Задачу ключа *К* могут выполнять различные схемы, рассматриваемые ниже (см. п. «е»).

Будем полагать, что в начале прямого хода напряжение на конденсаторе $u_к = 0$. В этом случае заряд конденсатора при размыкании ключа K будет происходить по известному экспоненциальному закону:

$$u_к = U_Б \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right),$$

где $\tau = RC$.

Форма импульса, образуемого на выходе данной схемы, показана на рис. 6-28,*б*.

Разлагая правую часть уравнения в ряд Маклорена при $t = t_1$, получим:

$$U_{кm} = U_Б \left[\frac{t_1}{\tau} - \frac{1}{2!}\left(\frac{t_1}{\tau}\right)^2 + \frac{1}{3!}\left(\frac{t_1}{\tau}\right)^3 - \dots\right].$$

Как видно, эта функция будет линейной лишь в случае, когда можно пренебречь всеми членами ряда, начиная со второго. Такое пренебрежение возможно при

$$\frac{t_1}{\tau} \ll 1. \qquad (6\text{-}6)$$

Таким образом, приблизительно линейной является лишь начальная часть экспоненты, когда выполняется условие (6-6). При соблюдении (6-6) амплитуда выходных импульсов $U_{кm}$ будет много меньше напряжения источников питания, т. е.

$$U_{кm} \ll U_Б.$$

Это обстоятельство является основным недостатком схемы на рис. 6-28, вследствие чего она используется обычно лишь в случае, когда к линейности прямого хода импульса предъявляются нестрогие требования. Аналогично работают схемы с использованием разряда или перезаряда конденсатора через активное сопротивление.

В ряде случаев ключевая схема работает так, что когда ключ K замкнут, сопротивление его не равно нулю, а имеет конечное значение. Это не меняет существа работы схемы, а обусловливает лишь некоторое начальное напряжение на конденсаторе C. Такая постоянная часть напряжения может быть легко отделена разделительным конденсатором на выходе элементов формирования.

в) Заряд и разряд конденсатора через активное сопротивление и индуктивность

Меньшая нелинейность и бо́льшая амплитуда формируемых импульсов могут быть получены, если в цепи заряда конденсатора, помимо активного сопротивления, включить определенным образом подобранную индуктивность (рис. 6-29,а).

При замкнутом ключе K в схеме на рис. 6-29,*а* напряжение на конденсаторе $u_к = 0$, а ток в цепи сопротивления R и индуктивности L равен $i = I_0 = \frac{U_Б}{R}$.

С размыканием ключа K начнутся заряд конденсатора и возрастание напряжения $u_к$ на нем. При этом, если в схеме на рис. 6-28,*а* по мере возрастания $u_к$ сразу же происходит соответствующее уменьшение тока i так, что $i = \frac{U_Б - u_к}{R}$, то в схеме на рис. 6-29,*а* уменьшению тока в цепи препятствует э. д. с. самоиндукции и, следовательно, спадание тока происходит не так быстро.

Если индуктивность L достаточно велика, то ток i не очень уменьшится, даже когда напряжение $u_к$ возрастает до значения $U_Б$. В этом случае под действием э. д. с. самоиндукции конденсатор C будет продолжать заряжаться до напряжения $u_к > U_Б$.

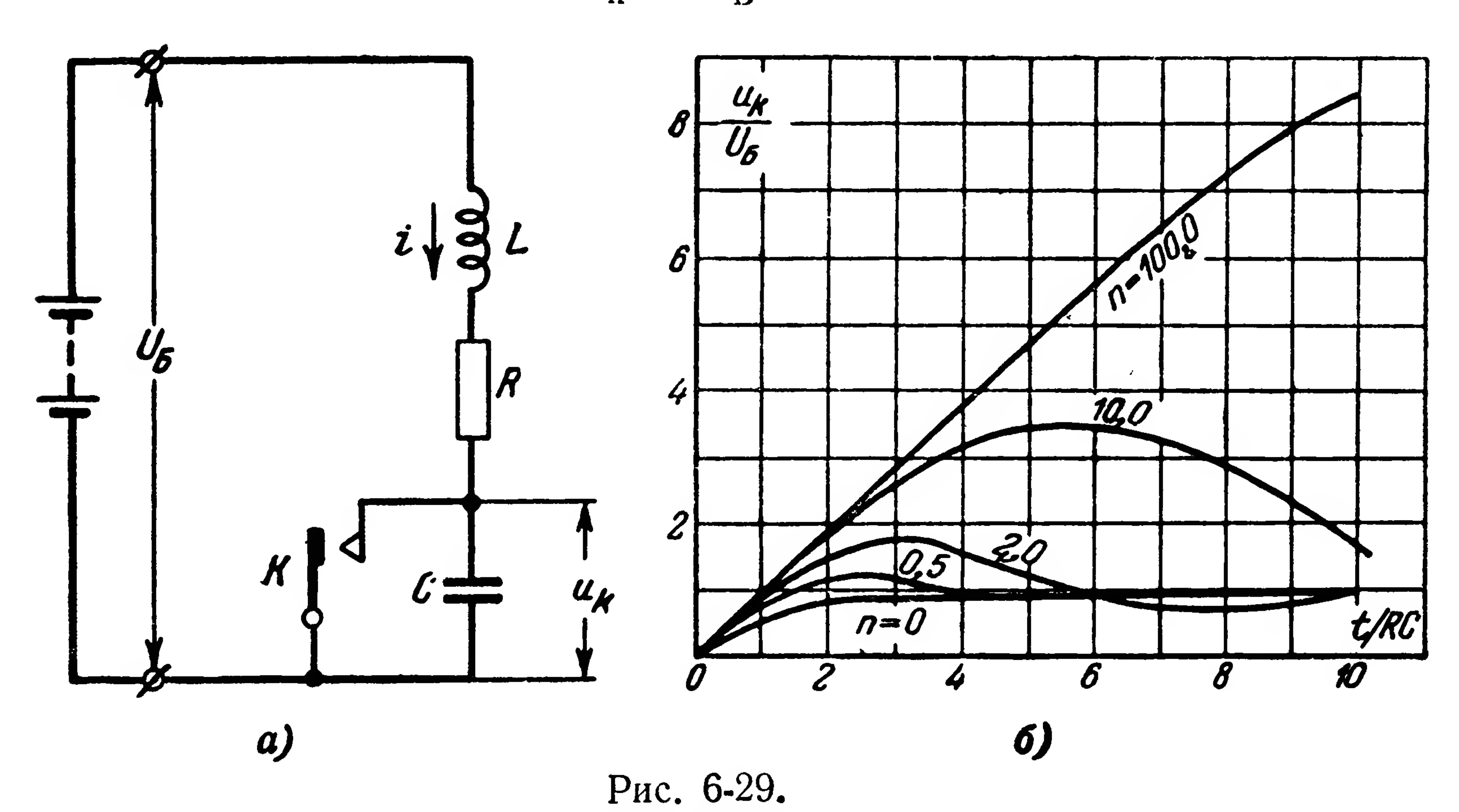


Рис. 6-29.

а — схема формирования пилообразных импульсов путем заряда конденсатора через активное сопротивление и индуктивность; *б* — графики изменения во времени напряжения на конденсаторе при его заряде.

В зависимости от выбора параметров цепи заряд конденсатора может иметь апериодический или колебательный характер. На рис. 6-29,*б* изображены кривые заряда конденсатора для случая, когда в начальный момент времени ($t=0$) напряжение на конденсаторе $u_к=0$, а ток в цепи $i=I_0$. В качестве параметра, характеризующего влияние индуктивности на процесс заряда конденсатора, выбрана величина

$$n=\frac{L}{CR^2}.$$

Из графиков видно, что с увеличением n кривая заряда конденсатора все больше приближается к прямой линии и напряжение на конденсаторе возрастает до большего значения.

Можно доказать, что для малого значения t уравнение кривой заряда конденсатора приближенно может быть представлено в виде

$$u_к\approx\frac{I_0}{C}t-\frac{I_0}{6LC^2}t^3.$$

Второй член данного уравнения дает отклонение от линейного закона.

С увеличением индуктивности L растет постоянная времени восстановления начального значения тока I_0, определяемая параметрами цепи при замкнутом ключе K и равная $\frac{L}{R}$.

При формировании периодической последовательности пилообразных импульсов с увеличением частоты их следования уменьшается время, когда контакты K (рис. 6-29,*а*) замкнуты (время восстановления), и ток в цепи может не успевать восстанавливаться до значения $i=\frac{U_Б}{R}$. Следовательно, с увеличением частоты следования импульсов ток уменьшается, в результате чего уменьшается и амплитуда формируемых импульсов.

Подключение индуктивности последовательно с сопротивлением может быть использовано также и в схемах с разрядом и перезарядом конденсатора.

г) Заряд и разряд конденсатора через нелинейный элемент

Требуемое постоянство тока заряда или разряда конденсатора может быть получено, если использовать элемент, вольт-амперная характеристика которого токова, что вели-

чина протекающего через него тока практически не зависит от величины приложенного напряжения при изменении последнего в некоторых пределах.

Особо благоприятные характеристики в этом отношении имеют пентоды.

На рис. 6-30 изображены типовые анодные характеристики пентода для двух значений напряжений: U'_{c1} и U''_{c1} на управляющей сетке. Как видно из рисунка, для дан-

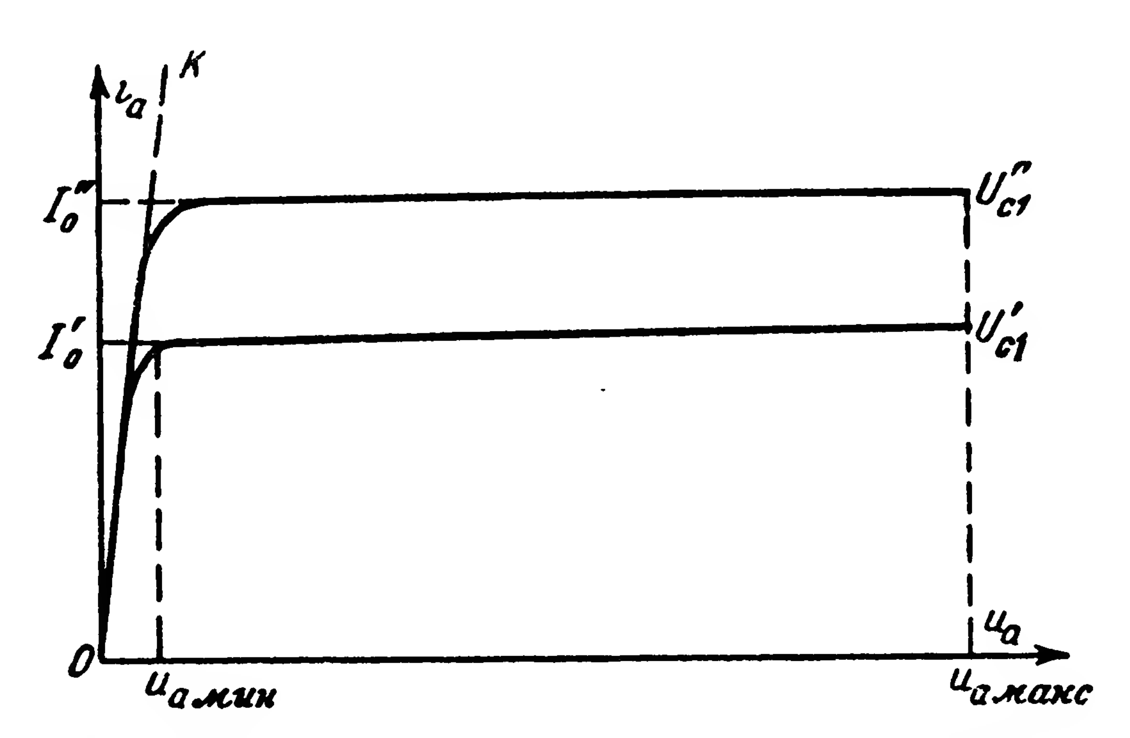


Рис. 6-30. Анодные характеристики пентода.

ного напряжения на управляющей сетке при изменении анодного напряжения в пределах от $u_{а.мин}$ до $u_{а.макс}$ величина анодного тока изменяется незначительно и равна приблизительно I'_0 при напряжении на сетке U'_{c1} и I''_0 при U''_{c1}.

Максимальное напряжение на аноде $u_{а.макс}$ лимитируется допустимым значением мощности рассеяния на аноде и электрической прочностью изоляции.

Минимальное напряжение $u_{а.мин}$ для пентодов зависит от крутизны линии критического режима (линия OK на рис. 6-30) и может составлять

$$u_{а.мин} = \left(\frac{1}{8} - \frac{1}{20}\right) u_{а.макс}.$$

Малый порядок величины $u_{а.мин}$ позволяет хорошо использовать напряжение источников питания для получения большой амплитуды пилообразных импульсов.

На рис. 6-31 изображена схема формирования пилообразных импульсов с зарядом, а на рис. 6-32—с разрядом конденсатора через пентод. В схеме на рис. 6-31 при замыкании ключа K обеспечиваются шунтирование конденсато-

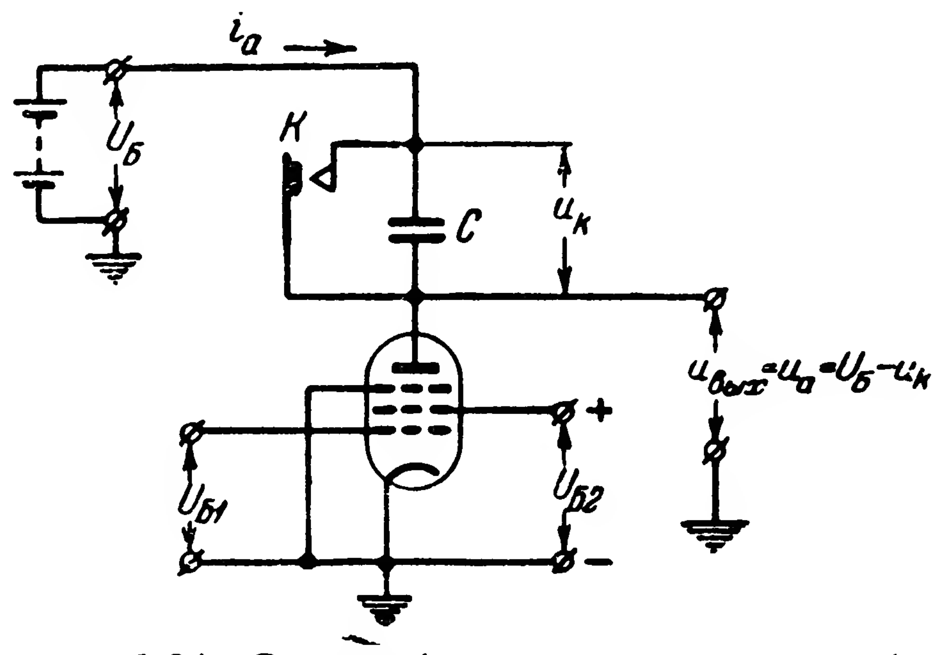


Рис. 6-31. Схема формирования пилообразных импульсов путем заряда конденсатора в цепи пентода.

ра и разряд его, а при размыкании — расшунтирование и начало заряда через анодную цепь пентода. В схеме на рис. 6-32 при замыкании ключа K обеспечивается заряд

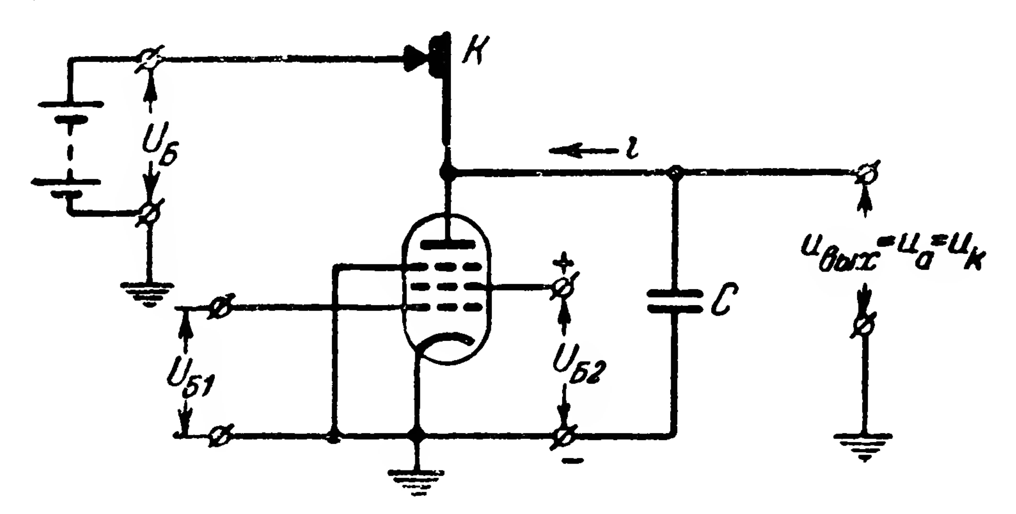


Рис. 6-32. Схема формирования пилообразных импульсов путем разряда конденсатора на анодную цепь пентода.

конденсатора до напряжения, почти равного $U_Б$, а при размыкании — разряд через анодную цепь пентода.

При изменении напряжения на управляющей или экранирующей сетке изменяется анодный ток, в соответствии с чем можно плавно изменять наклон прямой заряда или разряда конденсатора. Напряжение на выходе может сниматься либо непосредственно с конденсатора, либо с анода лампы, соединенного последовательно с конденсатором

(рис. 6-31). В последнем случае при линейном изменении напряжения на конденсаторе напряжение на участке анод—катод также будет изменяться по линейному закону, ибо $U_Б = \text{const}$.

При изменении анодного напряжения на лампе от $u_{а.мин}$ до $u_{а.макс}$ анодный ток, как это показано на рис. 6-30, не остается строго неизменным, а несколько увеличивается с увеличением анодного напряжения.

Изменение анодного тока при изменении анодного напряжения вызывает некоторую нелинейность генерируемых импульсов.

Если, например, при напряжении на сетке U'_{c1} аппроксимировать анодную характеристику лампы на рабочем участке ($u_а = u_{а.мин} \div u_{а.макс}$) в виде прямой

$$i_а = I'_0 + \frac{1}{R_i} u_а,$$

то легко показать, что в этом случае и заряд конденсатора в схеме на рис. 6-31 и разряд его в схеме на рис. 6-32 происходят по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_i C$. Так как R_i велико, то и τ велико, что и обеспечивает хорошую линейность прямого хода.

д) Заряд конденсатора в цепи отрицательной обратной связи усилителя

В простейшей схеме на рис. 6-28,*а* по мере заряда конденсатора ток заряда i уменьшается, ибо приложенное к цепи заряда напряжение $U_Б$ начинает частично уравновешиваться напряжением на конденсаторе

$$U_Б = iR + u_к.$$

Постоянство тока заряда может быть обеспечено, если в цепь заряда будет вводиться компенсирующее напряжение $u_{комп}$, равное по величине и обратное по направлению напряжению $u_к$ на конденсаторе.

Уравнение электрического равновесия для цепи заряда в этом случае будет

$$U_Б = iR + u_к - u_{комп}.$$

При $u_{\text{комп}} \approx u_{\text{к}}$ получим:

$$i \approx \frac{U_Б}{R} = \text{const}.$$

Введение компенсирующего напряжения в цепь заряда конденсатора можно получить, используя схему, в которой всякая малая разница между $U_Б$ и iR усиливается и подается в цепь заряда как компенсирующее напряжение, имеющее направление, обратное по отношению к напряжению на конденсаторе.

Если при этом коэффициент усиления сделать достаточно большим, то разность $U_Б - Ri$ будет поддерживаться

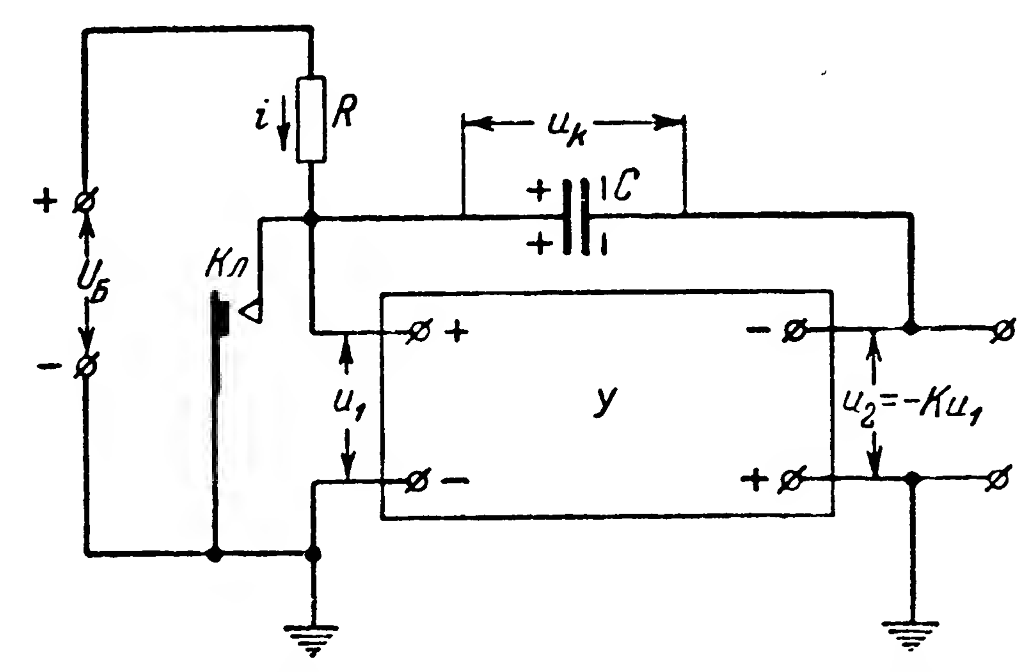


Рис. 6-33. Схема формирования пилообразных импульсов путем заряда конденсатора в цепи отрицательной обратной связи усилителя.

весьма малой и, следовательно, ток заряда i будет почти постоянным.

Схема, работающая по такому принципу, изображена на рис. 6-33. В данном случае У является усилителем, имеющим коэффициент усиления, равный K, и соотношение полярностей напряжений на входе u_1 и выходе u_2, показанное на рисунке.

Как видно, конденсатор C включен в цепь отрицательной обратной связи между выходом и входом усилителя.

Напряжение на входе усилителя

$$u_1 = U_Б - iR, \tag{6-7}$$

а напряжение на выходе u_2 имеет направление, обратное направлению напряжения на конденсаторе $u_к$, и, следовательно, является компенсирующим.

При замыкании ключа $K_л$ шунтируются вход и соединенные последовательно конденсатор C и выход. Если сопротивление цепи шунтирования равно нулю, то

$$u_1 = u_2 = u_к = 0.$$

При размыкании ключа $K_л$ цепь шунтирования разрывается и начинается заряд конденсатора током i через сопротивление R.

В первый момент ток i сохраняет то же значение, что и при замкнутом ключе:

$$i = I_0 = \frac{U_Б}{R}.$$

(Полагаем, что сопротивление входа усилителя весьма велико, а сопротивление выхода весьма мало).

По мере заряда конденсатора напряжение $u_к$ на нем возрастает и уравновешивает часть напряжения $U_Б$ источника питания цепи заряда; вследствие этого падение напряжения на сопротивлении R, а следовательно, и ток i должны уменьшаться. Однако с уменьшением i возрастает напряжение u_1 на входе усилителя и соответственно в цепь заряда конденсатора вводится компенсирующее напряжение u_2. Очевидно, что напряжение на входе усилителя u_1 всегда будет меньше $\frac{u_к}{K}$, так как если мы положим $u_1 = \frac{u_к}{K}$, то компенсирующее напряжение u_2 по величине будет равно $u_к$ и для цепи заряда будет справедливо равенство

$$U_Б = iR.$$

Из (6-7) следует, что при $U_Б = iR$ напряжение u_1 на входе усилителя равно нулю, а это противоречит принятому условию $u_1 = \frac{u_к}{K}$; следовательно, $u_1 < \frac{u_к}{K}$.

Для схемы на рис. 6-33, кроме (6-7), можно написать еще следующие уравнения:

$$\left.\begin{aligned} U_Б &= iR + u_к + u_2; \\ u_2 &= -Ku_1; \\ i &= C\frac{du_к}{dt}; \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}8)$$

Решая эти уравнения и уравнение (6-7) совместно, получим:

$$(K+1)RC\frac{du_к}{dt}+u_к=(K+1)U_Б. \qquad (6\text{-}9)$$

Решением последнего уравнения при начальном условии $u_к=0$ при $t=0$ будет

$$u_к=(K+1)U_Б\left[1-e^{-\frac{t}{(K+1)RC}}\right].$$

Данное уравнение аналогично уравнению при заряде конденсатора в схеме на рис. 6-28,*а*, с тем лишь отличием, что постоянная времени эквивалентной цепи заряда и напряжение на этой цепи оказываются увеличенными в $K+1$ раз. В соответствии с этим создаются благоприятные условия для уменьшения нелинейности формируемых импульсов и увеличения их амплитуды. Последнее соотношение может быть использовано для численной оценки нелинейности импульсов.

Из уравнения (6-7) и первых двух уравнений (6-8) получаем:

$$u_1=U_Б-iR=u_к+u_2=u_к-Ku_1.$$

Следовательно, $u_1=\frac{u_к}{K+1}$, а напряжение на выходе усилителя

$$u_2=-\frac{K}{K+1}u_к.$$

При $K\gg 1$

$$u_2\approx -u_к. \qquad (6\text{-}10)$$

Напряжение, получаемое на выходе усилителя, может быть подано на другие части схемы.

Снятие напряжения с выхода усилителя более удобно, чем с конденсатора, так как при этом к входному сопротивлению схемы, на которую подается треугольный импульс, не предъявляются какие-либо строгие требования. Кроме того, выход усилителя имеет обычно одну точку, соединенную с корпусом, что также часто бывает удобно для сопряжения элементов схемы.

Пример схемы с зарядом конденсатора в цепи отрицательной обратной связи, часто используемой на практике, приведен на рис. 6-34. В данном случае при разомкнутом

ключе K на пентодную сетку подается отрицательное смещение $U_{Б3}$ и лампа $Л$ заперта по анодному току. Конденсатор C будет заряжен, как это показано на рисунке, до напряжения U_0, равного падению напряжения сеточного

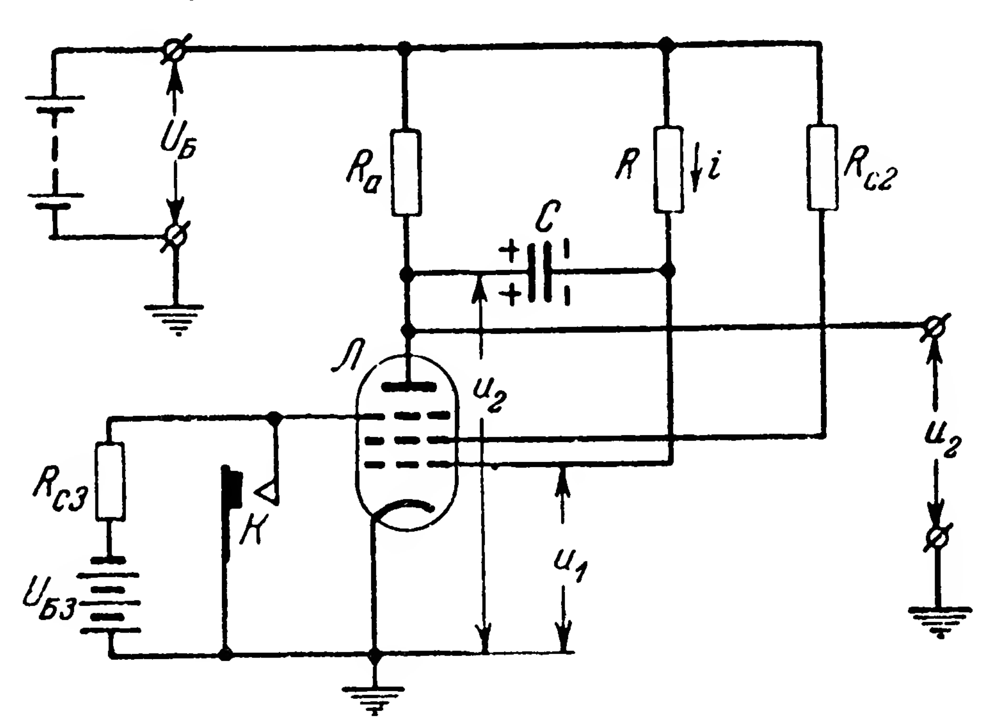


Рис. 6-34. Пример схемы формирования пилообразных импульсов путем заряда конденсатора в цепи отрицательной обратной связи однокаскадного усилителя.

тока на сопротивлении R. Практически, если время размыкания ключа K достаточно велико, то $U_0 \approx U_Б$. С замы-

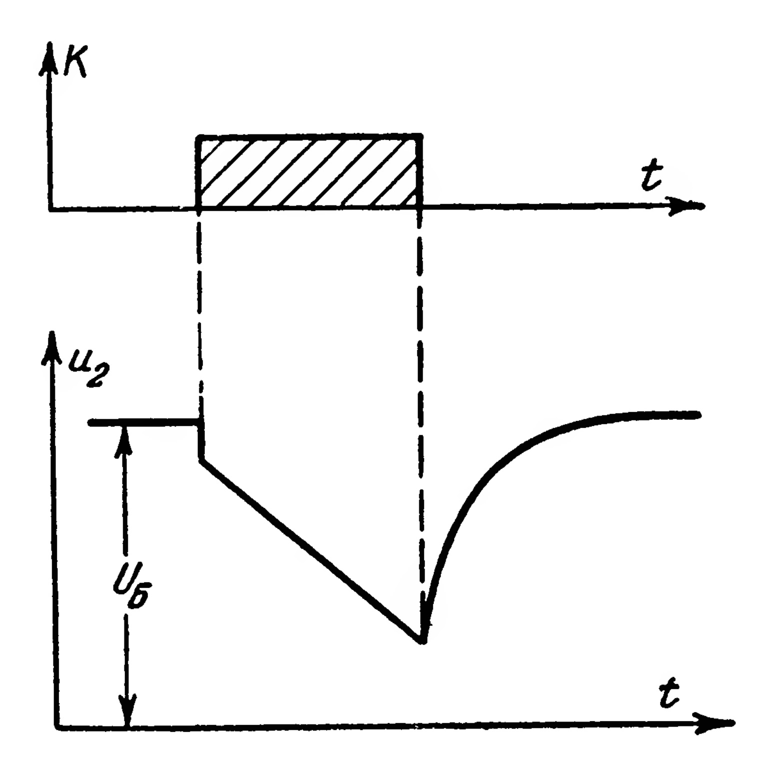


Рис. 6-35. Временные графики работы схемы на рис. 6-34.

канием ключа K напряжение на пентодной сетке становится равным нулю, лампа $Л$ открывается по анодному току и начинается линейный перезаряд конденсатора C через сопротивление R. Форма импульсов, снимаемых с анода усилителя, показана на рис. 6-35. В начале прямого хода,

как видно из рисунка, напряжение на аноде падает скачком. Это падение обусловлено тем, что сопротивление выхода усилителя не равно нулю, как это мы предполагали ранее, а имеет конечное значение. С размыканием ключа K конденсатор C перезаряжается через сопротивление $R_а$ и цепь управляющей сетки. Одновременно по мере уменьшения тока перезаряда восстанавливается напряжение на аноде лампы $Л$.

Для устранения скачка напряжения в начале прямого хода и уменьшения времени обратного хода в цепи обратной связи может использоваться катодный повторитель [Л. 24 и 57].

е) Схемы ключей в элементах формирования пилообразных импульсов

В рассмотренных схемах формирования пилообразных импульсов ключ K должен обеспечить либо скачкообразное изменение проводимостей отдельных участков цепей, либо скачкообразное изменение напряжений на отдельных элементах схемы. Необходимые схемы ключей могут быть построены с ионными и электронными лампами или с полупроводниковыми триодами.

Ионные лампы при зажигании и погасании позволяют получить как скачкообразное изменение проводимости отдельных участков цепей, так и изменение напряжения. Так, например, схема на рис. 6-18 при соответствующем выборе параметров может обеспечить формирование пилообразных импульсов. В данной схеме используется разряд конденсатора на активное сопротивление.

На рис. 6-36 приведена схема формирования пилообразных импульсов с зарядом конденсатора через активное сопротивление и индуктивность. В схеме в качестве ключа используется электронная лампа $Л$. Для запирания электронной лампы на управляющую сетку ее подаются отрицательные импульсы напряжения $u_у$.

В качестве ключа в схеме формирования пилообразных импульсов может использоваться и блокинг-одновибратор [Л. 24].

Сочетание схемы периодически работающего ключа и элементов формирования импульсов пилообразной формы позволяет получить генератор пилообразных импульсов.

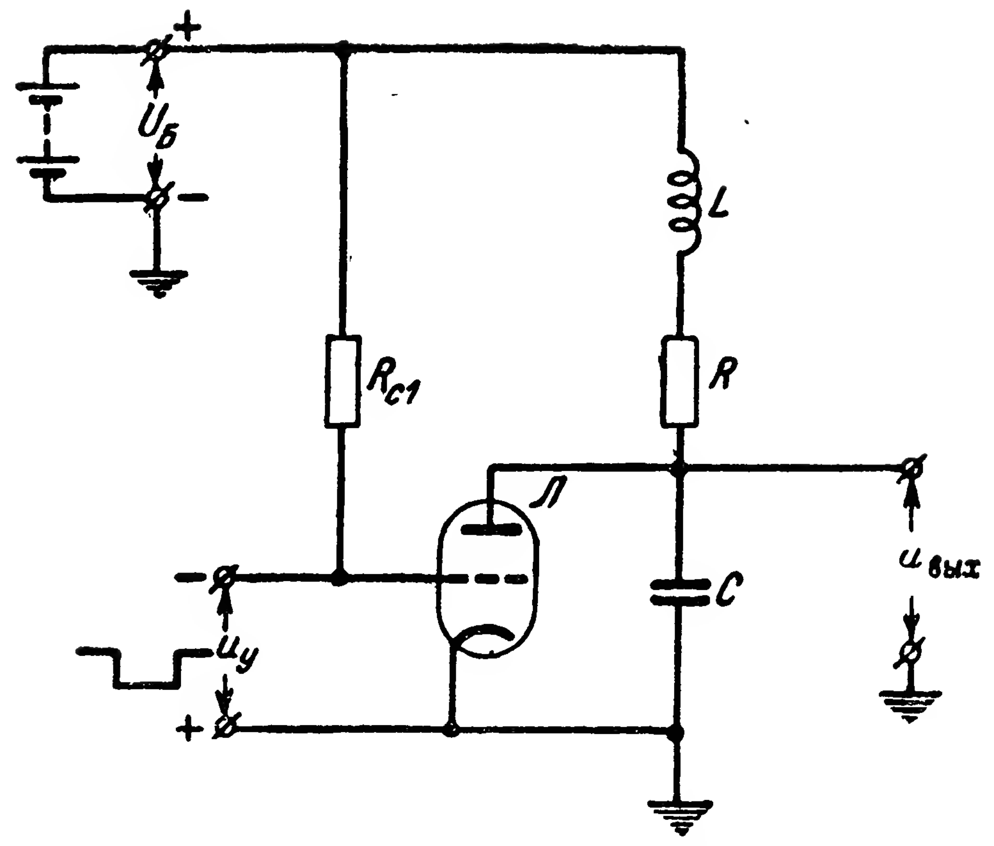


Рис. 6-36. Пример схемы применения электронной лампы в качестве ключа в элементе формирования пилообразных импульсов.

Периодическая работа ключа может быть получена на основе различных схем генераторов импульсов, рассмотренных в гл. 3 — 5.

ж) Элементы формирования пилообразных и прямоугольных импульсов с линейно изменяющимся времязадающим напряжением

В ряде устройств в качестве элементов формирования импульсов используются одновибраторы, формирующие одновременно прямоугольные и треугольные импульсы.

Характерной особенностью этих одновибраторов является то, что длительность формируемых ими импульсов определяется изменением напряжения треугольных импульсов, в то время как, например, в одновибраторах, рассмотренных в § 6-4, длительность формируемых ими импульсов определяется экспоненциально изменяющимся напряжением на одном из электродов ионной или электронной лампы или полупроводникового триода.

Напряжение, закон изменения которого во времени определяет длительность импульсов, формируемых одновибратором или генератором, называется *времязадающим*.

При линейном времязадающем напряжении может быть установлена линейная связь между длительностью генерируемых импульсов и некоторым управляющим входным напряжением.

Такая связь в ряде устройств весьма необходима. Кроме того, линейное времязадающее напряжение имеет постоянную скорость изменения, а это обеспечивает повышение стабильности длительности формируемых импульсов.

В настоящее время имеется много вариантов схем с линейным времязадающим напряжением. Они получили названия фантастрон, санатрон, санафант и др. Рассмотрим

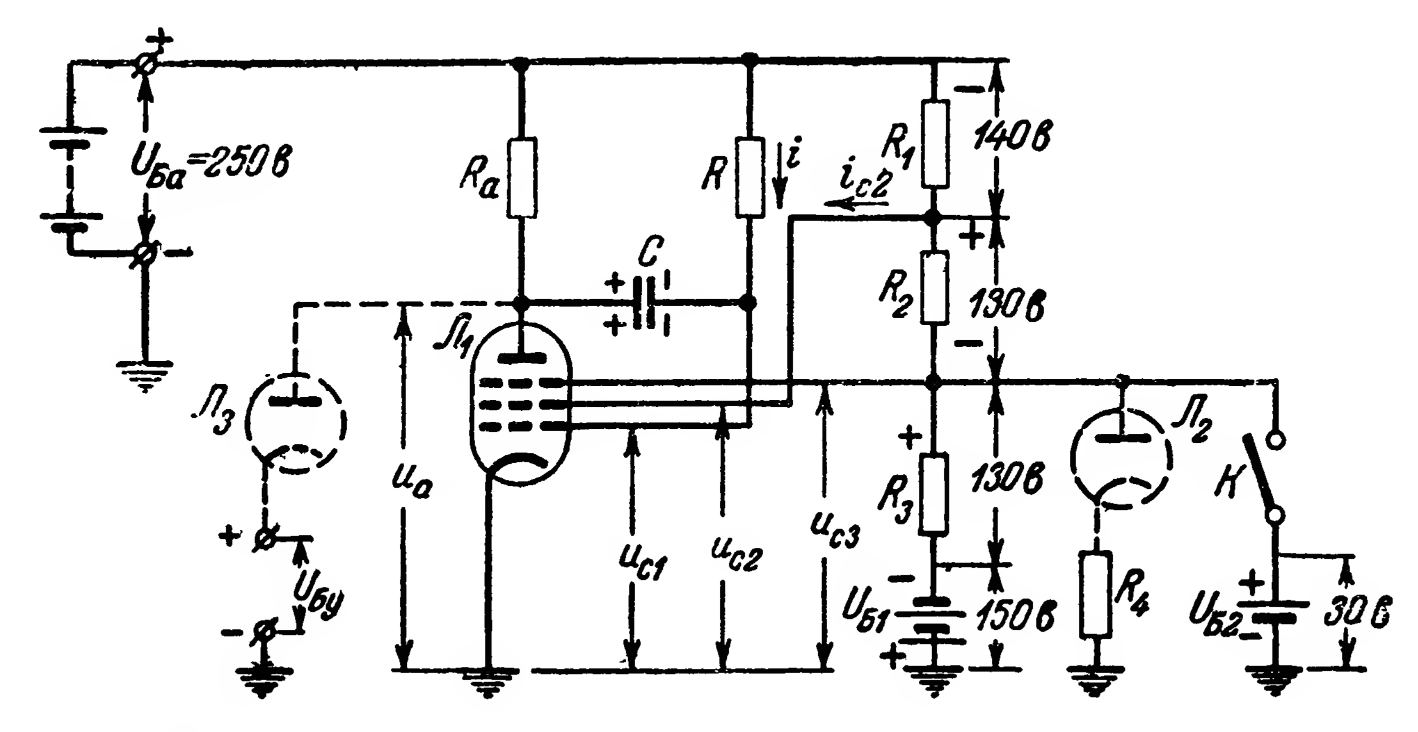


Рис. 6-37. Схема фантастрона со связью по экранирующей сетке.

схему фантастрона со связью по экранирующей сетке (рис. 6-37).

Детали, выполняющие в схеме дополнительные (неосновные) задачи, обозначены пунктиром.

В схеме используется элемент формирования пилообразных импульсов с отрицательной обратной связью, аналогичный элементу по схеме на рис. 6-34.

Для лучшего уяснения работы фантастрона будем приводить некоторые численные соотношения, которые представляют собой, конечно, частный пример, необязательный для всех схем.

Допустим, что в исходном положении распределение падений напряжений на сопротивлениях R_1, R_2 и R_3 будет таким, как показано на рисунке, т. е. на сопротивлении R_1 падает 140 *в*, а на сопротивлениях R_2 и R_3 — по 130 *в*. При этом напряжение на пентодной сетке $u_{с3}$ = —20 *в* и лампа по анодному току заперта. В цепи экранирующей сетки будет протекать значительный ток $i_{с20}$. Параметры схемы подобраны таким образом, что этот ток, протекая через сопротивление R_1, создает на нем падение напряжения порядка 120 *в*. По этому же сопротивлению R_1 протекает

ток потенциометрического делителя R_2—R_3, однако этот ток сравнительно с током экранирующей сетки мал и создает на R_1 падение напряжения порядка 20 *в*. По сопротивлению R протекает ток управляющей сетки i, на которой будет некоторое положительное напряжение $u_{c1} = U_Б - Ri$. Если цепь диода $Л_3$, показанная пунктиром, отсутствует, то по сопротивлению $R_а$ ток протекать не будет и конденсатор C будет заряжен с полярностью, показанной на рисунке, до напряжения $u_{к0} = iR$.

Допустим теперь, что на пентодную сетку будет подан кратковременный положительный импульс. Подачу такого импульса можно условно представить как кратковременное замыкание и размыкание ключа K. С подачей положительного импульса на пентодную сетку лампа $Л_1$ откроется по анодному току, и начнется линейный перезаряд конденсатора C совершенно так же, как это происходит в схеме на рис. 6-34. С открытием лампы $Л_1$ по анодному току ток в цепи экранирующей сетки схемы на рис. 6-37 резко уменьшится, в силу чего резко уменьшится падение напряжения на сопротивлении R_1. При этом, во-первых, скачком возрастает напряжение на экранирующей сетке, а, во-вторых, происходит перераспределение напряжений на потенциометрическом делителе R_1—R_2—R_3 так, что если, например, падение напряжения на R_1 уменьшается до 60 *в*, то падения напряжений на R_2 и R_3 возрастает до 170 *в* на каждом. При таком распределении напряжений на потенциометрическом делителе, с размыканием ключа K на пентодной сетке остается положительное напряжение $u_{c3} = +20$ *в*. По мере перезаряда конденсатора напряжение $u_а$ на аноде $Л_1$ линейно падает, а напряжение на управляющей сетке u_{c1} незначительно возрастает, обеспечивая линейность процесса перезаряда. По мере падения $u_а$ и возрастания u_{c1} ток i_{c2} в цепи экранирующей сетки и падение напряжения u_{c2} возрастают, однако незначительно, до тех пор, пока $u_а$ не упадет до довольно малого значения $u_{а.мин}$; анодный ток $i_а$ также возрастает.

Когда напряжение на аноде упадет до значения $u_{а.мин}$, ток i_{c2} в цепи экранирующей сетки начнет возрастать более резко, будет происходить резкое перераспределение напряжений на потенциометрическом делителе R_1—R_2—R_3. Напряжение u_{c3} на пентодной сетке начнет резко падать, и

лампа будет запираться по анодному току. Последнее вызовет еще большее увеличение тока i_{c2}, и таким образом, произойдет регенеративный процесс, в результате которого лампа $Л_1$ окажется запертой, а на потенциометрическом делителе $R_1 - R_2 - R_3$ установится начальное распределение напряжений. В процессе запирания $Л_1$ и восстановления начального положения схемы конденсатор C через сопротивление $R_а$ и цепь управляющей сетки перезарядится также до начального напряжения со знаками на обкладках, указанными на рисунке. По мере уменьшения тока перезаряда протекающего через $R_а$, на аноде $Л_1$ восстановится начальное напряжение.

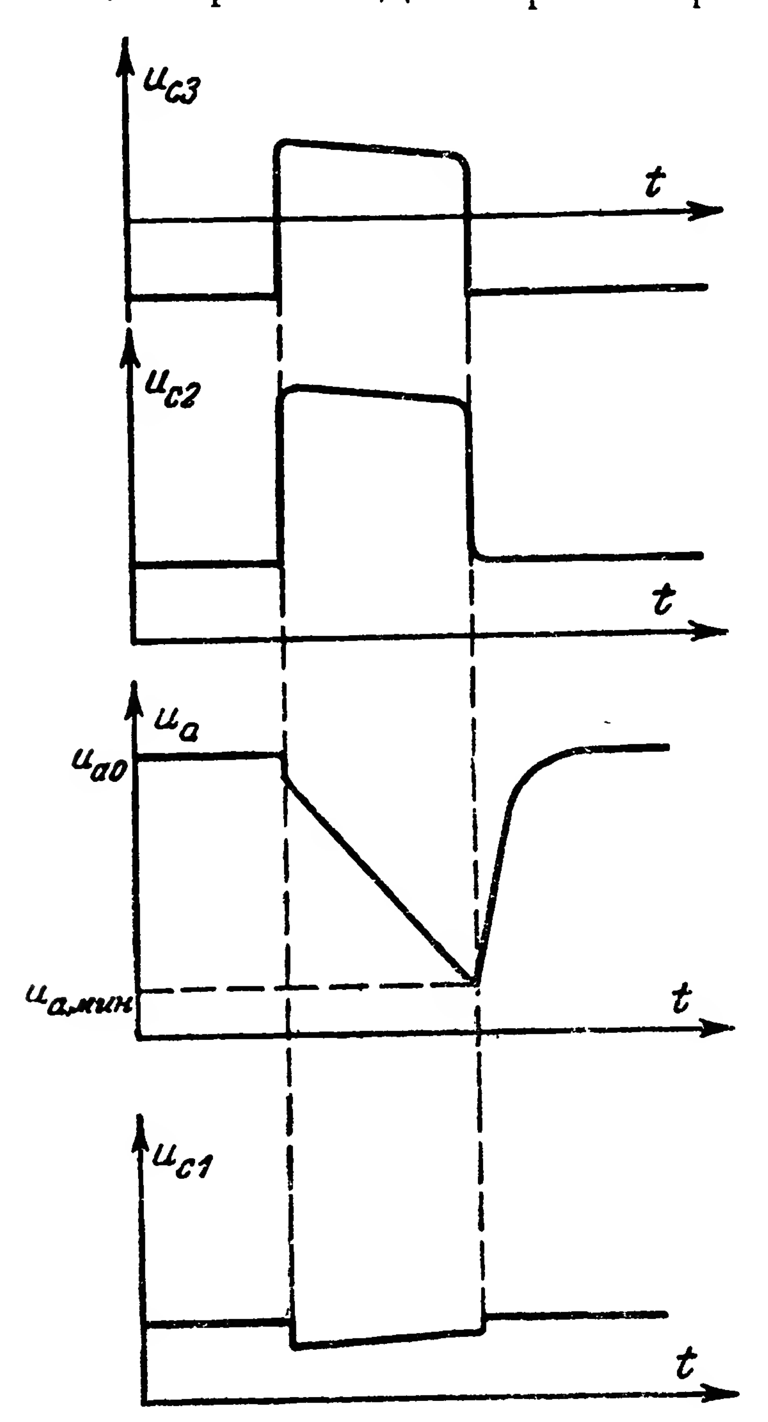


Рис. 6-38. **Графики изменений во времени напряжений на аноде и сетках лампы в схеме фантастрона.**

На рис. 6-38 приведен временной график протекания описанного процесса.

Диод $Л_2$ и сопротивление R_4 служат для ограничения по максимуму положительного напряжения на пентодной сетке, так как при большом положительном напряжении u_{c3} пентодная сетка при малых $u_а$ не будет выполнять своей основной функции и может появиться динатронный эффект. Сопротивление $R_4 \ll R_3$, так что когда напряжение u_{c3} становится больше нуля, через диод $Л_2$ начинает протекать ток, что обусловливает увеличение падений напряжения на R_1 и R_2 и уменьшение u_{c3}.

Для установления и регулировки длительности формируемых импульсов используется цепь диода $Л_3$ с подключенным к ней некоторым управляющим напряжением $U_{Б.у}$. При наличии этой цепи в исходном положении

через сопротивление $R_а$ будет протекать ток, величина которого зависит от $U_{Б.у}$. Тем самым на аноде лампы будет устанавливаться начальное напряжение $u_{а0} < U_Б$. Изменение $u_{а0}$ вызывает соответствующее изменение начального напряжения на конденсаторе $u_{к0}$, и тем самым изменяются время перезаряда конденсатора C и время уменьшения $u_а$ до $u_{а.мин}$ при формировании импульсов. Так как ток перезаряда остается почти неизменным, то длительность формируемых импульсов оказывается в линейной зависимости от величины напряжения $U_{Б,у}$.

6-6. Элементы задержки импульсов

а) Виды и способы получения задержек импульсов

Задержка действия импульса может быть двух типов: с изменением и сохранением формы импульса.

Задержка с изменением формы импульса может осуществляться с помощью инерционных элементов, распределителей или одновибраторов.

Задержка с сохранением формы импульса может осуществляться с помощью цепей с распределенными постоянными — линий. В качестве последних используются:

а) электрические линии или схемы, эквивалентные им;

б) ультразвуковые линии, в частности водяные, ртутные и др.

б) Инерционные элементы задержки импульсов

С помощью инерционных элементов, в частности реле, имеющих замедление на срабатывание или отпускание, можно обеспечить задержку начала воздействия исходного импульса на некоторую цепь по отношению к началу действия его на данный элемент.

На рис. 6-39 изображен пример схемы с электромагнитным реле, обеспечивающей задержку действия импульса, образуемого замыканием контактов K, на цепь A. Время задержки в данном случае равно времени срабатывания реле P.

Аналогичные схемы задержки могут быть осуществлены и с неконтактными реле.

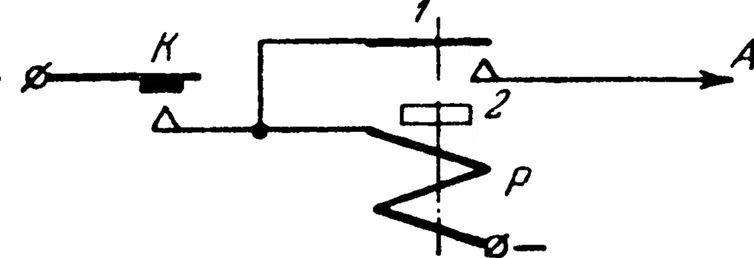


Рис. 6-39. Пример схемы задержки импульсов с электромагнитным реле.

в) Схемы задержки импульсов с помощью распределителей и одновибраторов

В схемах задержки с инерционными элементами время задержки должно быть меньше длительности исходного импульса. В случаях, когда необходимо получить время задержки больше длительности исходного импульса, могут использоваться схемы со стартстопными распределителями (см. гл. 13) и одновибраторами.

На рис. 6-40 показан пример схемы с использованием распределителя с кулачковым диском.

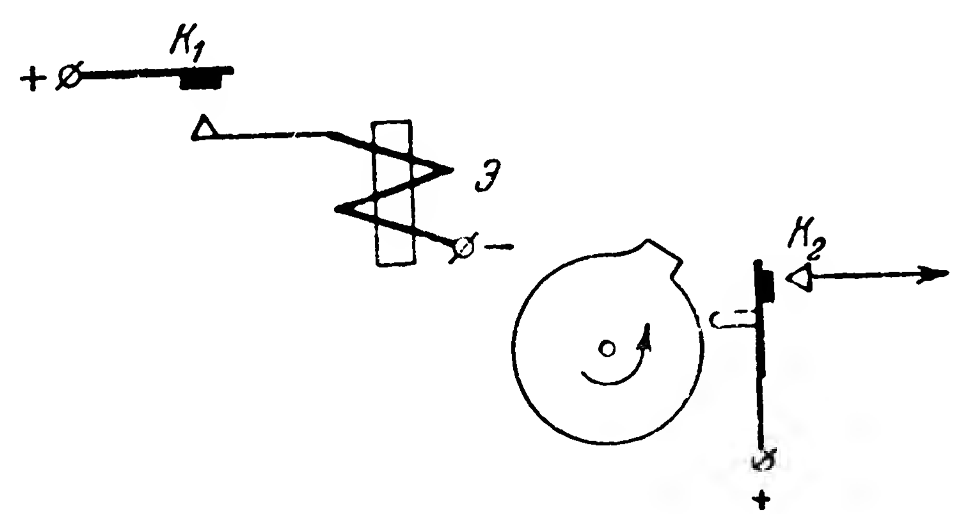


Рис. 6-40. Пример схемы задержки импульсов со стартстопным распределителем.

С замыканием контактов K_1 получает питание и срабатывает стартовый электромагнит *Э* распределителя. Диск распределителя начинает вращаться и через некоторое время замыкает контакты K_2.

Аналогичные схемы задержки могут быть осуществлены и с неконтактными распределителями.

На рис. 6-41 изображена схема задержки с одновибратором. Последний может быть любого типа: релейным, с ионными или электронными лампами и др.

Допустим, что с подачей на одновибратор импульса напряжения u_1 на выходе его образуется отрицательный импульс напряжения u_2 с длительностью $t_з$. Это напряжение подается на последовательно соединенный конденсатор C и сопротивление R. Если величина RC достаточно мала, то в этой цепи будет протекать ток лишь в моменты резкого изменения напряжения u_2. Таким образом, на сопротивлении R образуются два импульса напряжения u_3: первый — отрицательный и второй — положительный (см. § 7-1,б). Импульсы эти разделены промежутком времени $t_з$. Напряжение $u_з$ подается на ограничитель по минимуму с

нулевым уровнем ограничения (детектор *Д* и сопротивление нагрузки $R_н$). В результате отрицательный импульс срезается, а положительный пропускается.

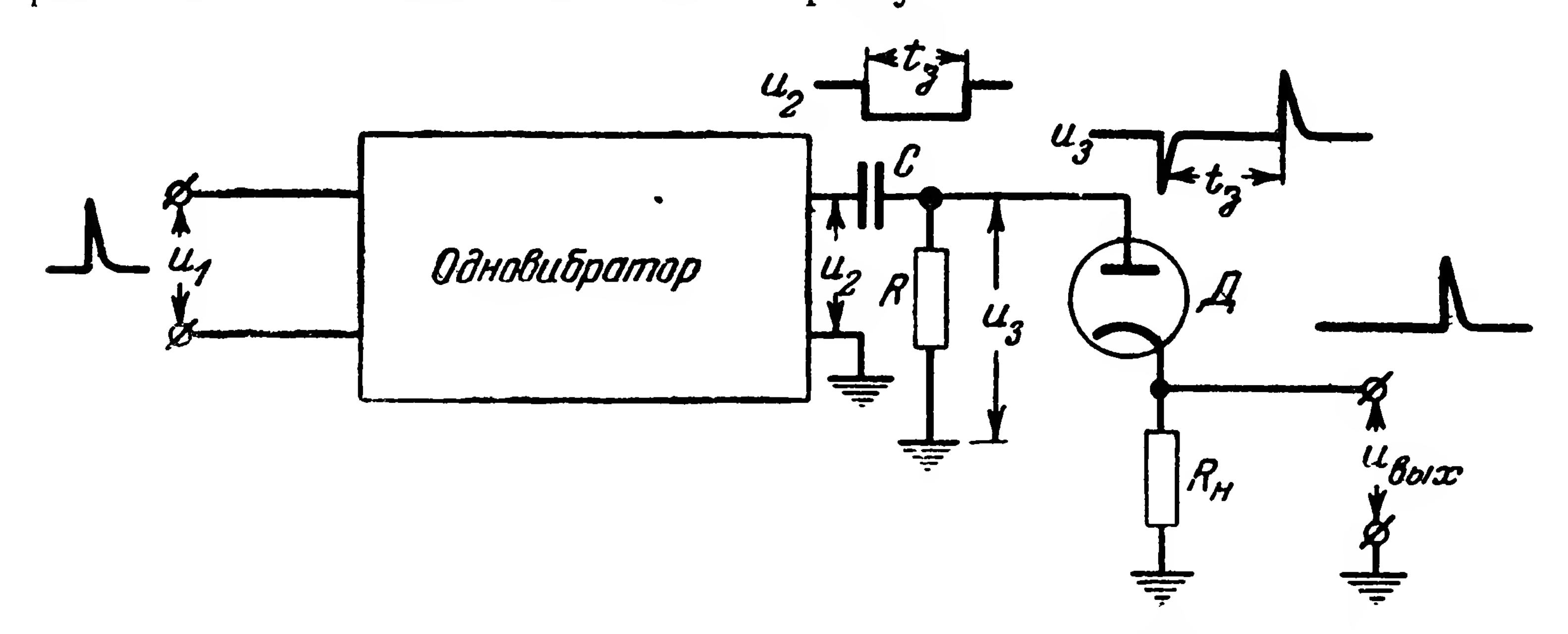


Рис. 6-41. Схема задержки импульсов с одновибратором.

Таким образом, импульс напряжения $u_{вых}$ на выходе будет задержан по отношению к импульсу u_1 на входе на время $t_з$.

Если на выходе схемы необходимо иметь импульсы другой формы, то импульс $u_{вых}$ может быть сформирован с помощью одновибратора или какого-либо другого устройства.

6-7. Электрические линии формирования и задержки импульсов

а) Формирование импульсов прямоугольной формы с помощью отрезка длинной линии

Рассмотрим работу схемы на рис. 6-42. В данной схеме используются линия, длина которой l, сопротивление нагрузки R, равное волновому ($R=W$), источник постоянного напряжения $U_Б$ и два ключа: K_1 и K_2.

Допустим, что предварительно был замкнут ключ K_1 и линия была заряжена до напряжения $u_0=U_Б$ (рис. 6-43,*а*). Затем ключ K_1 размыкается, и в момент времени $t=0$ замыкается ключ K_2.

После замыкания ключа K_2, как известно из теории длинных линий [Л. 13 и 33], от правого конца линии начнет распространяться влево разрядная волна напряжения $u_{01}<0$. С этой волной связана волна тока $i_{01}=\frac{-u_{01}}{W}>0$

(рис. 6-43,*б*). Амплитуды разрядных волн определяются следующими граничными условиями:

$$u = u_0 + u_{01} = U_Б + u_{01};$$

$$i = i_0 + i_{01} = 0 + i_{01} = -\frac{u_{01}}{W} = \frac{u}{R} = \frac{U_Б + u_{01}}{R}.$$

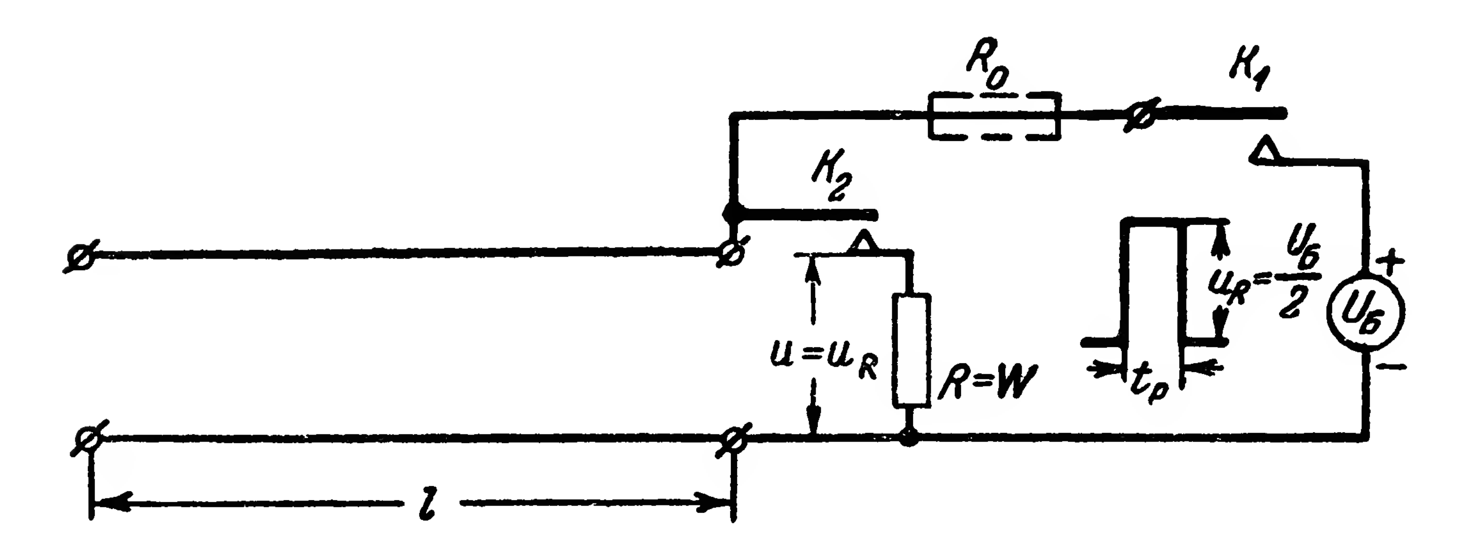


Рис. 6-42. Схема формирования прямоугольных импульсов с помощью длинной линии.

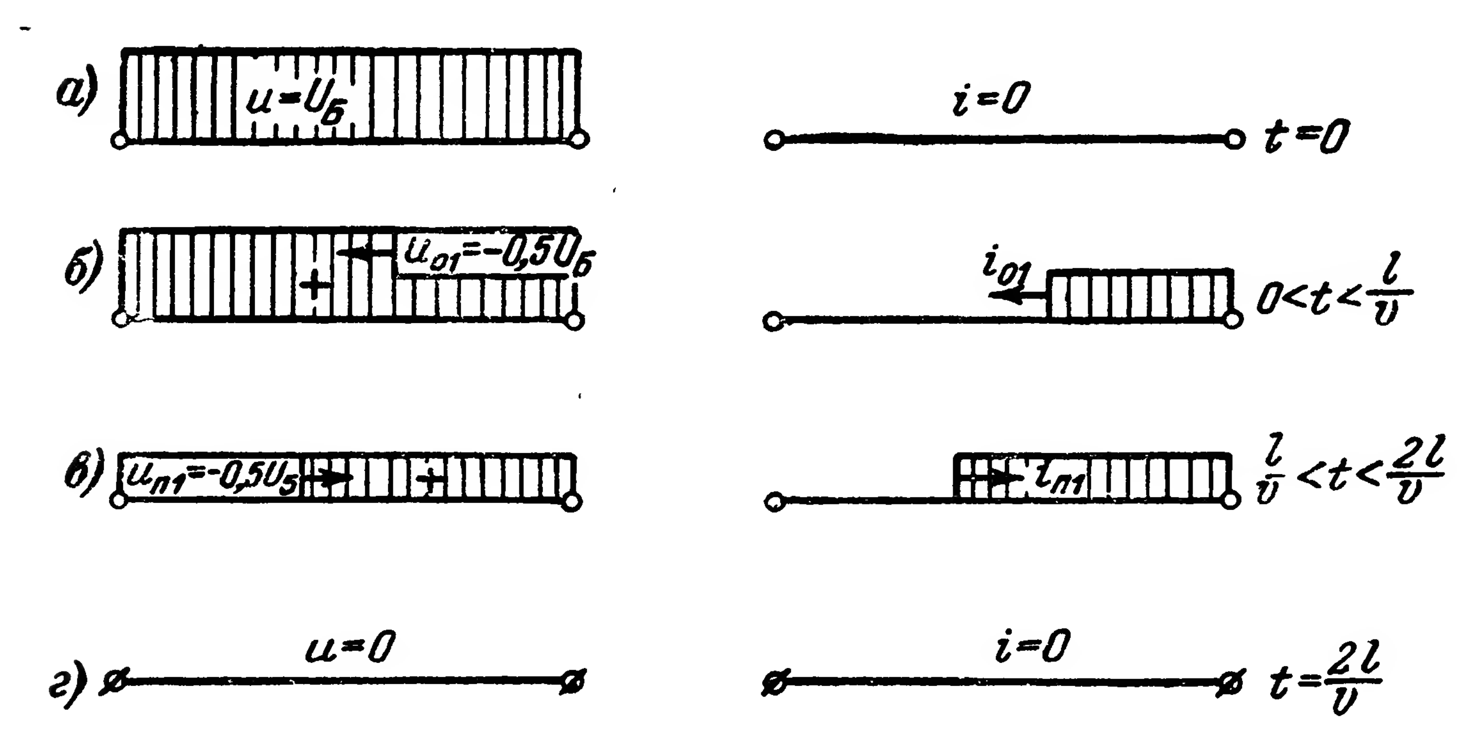


Рис. 6-43. Временные диаграммы изменений напряжения и тока в длинной линии при работе ее в схеме формирования.

Решая эти уравнения, найдем:

$$u_{01} = -U_Б \frac{W}{R+W} = -\frac{U_Б}{2};$$

$$i_{01} = -\frac{u_{01}}{W} = \frac{U_Б}{2R},$$

Напряжение на сопротивлении R

$$u = u_R = U_Б + u_{01} = \frac{U_Б}{2}.$$

Это же напряжение будет возникать и в других точках линии по мере распространения волны u_{01}.

Физически рассматриваемый процесс соответствует разряду распределенных емкостей линии на сопротивление R. Вначале разряжаются близлежащие емкости, а затем начинают разряжаться и емкости, расположенные левее.

В момент $t = \frac{l}{v}$, где v — скорость распространения, волны u_{01} и i_{01} достигают левого разомкнутого конца линии. Происходит отражение волн, причем, так как на левом конце $R = \infty$, коэффициент отражения волны напряжения $k_u = +1$.

В результате отражения от левого конца линии образуются прямые волны напряжения

$$u_{п1} = k_u u_{01} = -\frac{U_Б}{2} \text{ и тока } i_{п1} = \frac{u_{п1}}{W} = -\frac{U_Б}{2R}.$$

По мере распространения волн $u_{п1}$ и $i_{п1}$ (рис. 6-43,*в*) напряжение и ток в линии становятся равными нулю:

$$u = U_Б + u_{01} + u_{п1} = U_Б - \frac{U_Б}{2} - \frac{U_Б}{2} = 0;$$

$$i = i_{01} + i_{п1} = \frac{U_Б}{2R} - \frac{U_Б}{2R} = 0.$$

В момент $t = \frac{2l}{v}$ от начала разряда волны $u_{п1}$ и $i_{п1}$ достигают правого конца линии; процесс разряда заканчивается (рис. 6-43,*г*). У правого конца отраженных волн не возникает, так как $R = W$.

В результате рассматриваемого процесса на правом конце образуется строго прямоугольный импульс с длительностью

$$t_р = \frac{2l}{v}$$

и амплитудой

$$u_R = \frac{U_Б}{2}.$$

Задачу ключей в схеме на рис. 6-42 могут выполнять такие же элементы, какие используются при формировании пилообразных импульсов (см. § 6-5,е).

Ключ K_1 в схеме на рис. 6-42 может отсутствовать, и первоначальный заряд линии может осуществляться путем подключения к линии источника напряжения $U_Б$ через большое сопротивление R_0 (показано на рис. 6-42 пунктиром).

При выполнении условия $R_0 \gg W$ источник напряжения $U_Б$ не будет заметно влиять на процесс разряда линии.

Имеются и другие схемы формирования прямоугольных импульсов с помощью отрезка длинной линии [Л. 24 и 33]. Наиболее распространенными являются элементы формирования с помощью длинных линий, работающих в схеме одновибратора. В такой схеме длинная линия выполняет роль емкости, разряд которой определяет длительность генерируемого импульса.

б) Задержка импульсов во времени с помощью длинных линий

Из теории длинных линий следует, что если активные потери в них весьма малы (теоретически отсутствуют), а также при определенном соотношении их погонных параметров такие линии являются идеальным устройством, обеспечивающим задержку импульсов во времени без искажения их формы.

Так, в частности, если на один конец линии воздействует импульс u_1, то до другого конца ее этот импульс дойдет без искажения через время, равное

$$t_з = \frac{l}{v}.$$

Если второй конец разомкнут ($R = \infty$), то импульс, отразившись от него ($k_u = +1$), через время, равное $2t_з = \frac{2l}{v}$, вернется к началу линии с той же полярностью. Если второй конец линии замкнут накоротко ($R = 0$), то

$k_u = -1$ и отраженный импульс вернется с обратной полярностью.

Такие свойства длинной линии позволяют использовать ее для решения ряда задач (см. гл. 11).

в) Цепочечная искусственная электрическая линия

Практическое применение длинных линий в схемах формирования и задержки импульсов затруднено в конструктивном отношении.

Так, например, при использовании воздушной линии, у которой скорость распространения волн равна $v = 3 \cdot 10^8$ *м/сек*, для получения длительности формируемого импульса $t_р = 1$ *мксек* или времени задержки $2t_з = 1$ *мксек* необходимо иметь отрезок линии длиной $l = 150$ *м*.

В силу этого для формирования и задержки импульсов используются либо ультразвуковые линии (размеры кото-

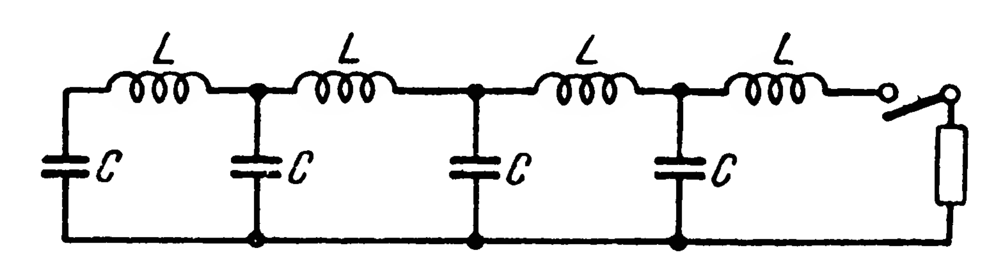


Рис. 6-44. Схема искусственной электрической линии.

рых ввиду малой скорости распространения упругих колебаний в среде получаются сравнительно небольшими), либо искусственные электрические линии.

Линию с равномерно распределенными параметрами можно рассматривать как состоящую из бесконечно большого числа ячеек с бесконечно малыми индуктивностями L, включенными последовательно, и емкостями C, включенными параллельно (активных потерь энергии в линии не учитываем). Если бесконечно большое число элементарных ячеек заменить конечным, а элементарные индуктивности и емкости также заменить конечными, то мы получим цепочечную искусственную линию, схема которой изображена на рис. 6-44.

При правильном выборе параметров и числа ячеек свойства цепочечной искусственной электрической линии могут быть получены достаточно близкими для целей практики к свойствам идеальной длинной линии.

Импульс, формируемый искусственной электрической линией, имеет форму, отличную от прямоугольной.

При разряде предварительно заряженной искусственной электрической линии на активное сопротивление формируемый импульс имеет конечную крутизну переднего и заднего фронтов, а плоская часть характеризуется наличием колебаний.

С увеличением числа ячеек крутизна фронтов увеличивается, а колебания в плоской части остаются. Детальное рассмотрение процесса формирования импульсов с помощью искусственной электрической линии показывает, что амплитуда наложенных колебаний в плоской части импульса не зависит от числа ячеек и колебания эти исчезают лишь при бесконечно большом числе ячеек, т. е. при переходе к линии с распределенными параметрами.

Аналогичные искажения формы прямоугольного импульса имеют место при использовании искусственной электрической линии в качестве элемента задержки импульсов во времени.

Наличие активных потерь в искусственной длинной линии обусловливает также уменьшение (затухание) амплитуды проходящих по ней импульсов.

Искусственная электрическая линия, схема которой показана на рис. 6-44, представляет собой последовательное соединение фильтров нижних частот, поэтому расчет параметров и выбор числа ячеек линии, а также определение длительности фронтов импульсов производятся на основе общей теории таких фильтров.

Более подробное рассмотрение показывает, что свойства искусственных электрических линий могут быть улучшены путем некоторого изменения их схемы (см. § 14-6).

Глава седьмая

СХЕМЫ ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ, ИНТЕГРИРОВАНИЯ И СУММИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ

7-1. Дифференцирующие и интегрирующие цепи

а) Задачи дифференцирования и интегрирования импульсов

Дифференцирование импульсов в кодирующих и декодирующих устройствах применяется для:

получения импульсов, амплитуда которых определяется скоростью изменения амплитуды исходных импульсов,

и, в частности, получения импульсов, свидетельствующих о начале или окончании некоторого процесса;

преобразования импульсов одной формы в импульсы другой формы и, в частности, треугольных импульсов в прямоугольные;

получения остроконечных импульсов с малой длительностью.

Интегрирование импульсов применяется для:

преобразования импульсов одной формы в импульсы другой формы и, в частности, прямоугольных в треугольные;

преобразования числа однородных импульсов в амплитуду одного импульса;

растяжения импульса во времени.

Требуемая точность выполнения операций дифференцирования и интегрирования зависит от задач, решаемых устройствами, где эти операции используются; в кодирующих и декодирующих устройствах обычно требуется лишь приближенное выполнение этих операций.

Операции дифференцирования и интегрирования могут быть выполнены с помощью механических, электромеханических и электрических устройств.

В системах телеуправления чаще всего используются лишь электрические устройства, которые позволяют работать с импульсами малой длительности.

Дифференцирование в электрических устройствах основано на использовании свойств емкости и индуктивности или взаимной индуктивности.

Эти свойства характеризуются известными соотношениями:

$$i_к = C \frac{du_к}{dt}; \quad (7\text{-}1)$$

$$u_L = L \frac{di_L}{dt}; \quad (7\text{-}2)$$

$$e_2 = M \frac{di_1}{dt}, \quad (7\text{-}3)$$

где $u_к$ и $i_к$ — напряжение на конденсаторе с емкостью C и величина тока, протекающего в его цепи;

i_L и u_L — величина тока в индуктивности L и напряжение на ней;

i_1 и e_2 — величина тока в первичной цепи и э. д. с. во вторичной цепи, индуктивно связанной с первичной;

M — взаимная индуктивность между первичной и вторичной цепями.

б) Дифференцирующий *RC*-контур

Формула (7-1) показывает, что величина тока в цепи конденсатора пропорциональна производной по времени от напряжения на нем.

Однако, кроме операции дифференцирования, нам, как правило, необходимо, чтобы в результате ее были получены импульсы, которые могут быть переданы к другим элементам схемы. Поэтому для связи с другими элементами схемы в цепь конденсатора должно быть включено сопротивление.

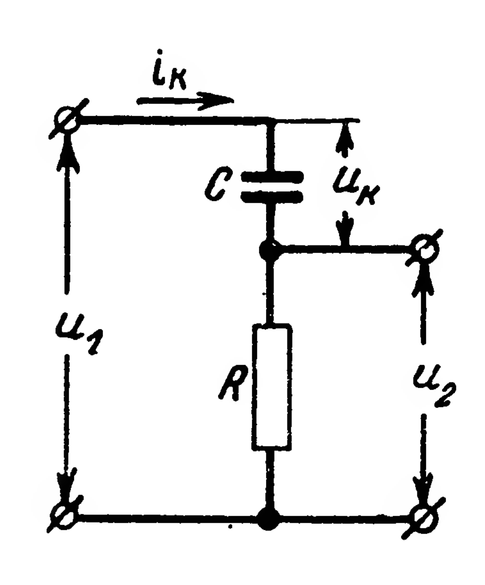


Рис. 7-1. Схема дифференцирующей *RC*-цепи.

На рис. 7-1 показана *RC*-цепь, используемая для дифференцирования напряжения импульсов.

Для получения более точного значения производной необходимо, чтобы напряжение на конденсаторе приблизительно равнялось дифференцируемому, т. е.

$$u_к \approx u_1. \qquad (7\text{-}4)$$

При этом согласно (7-1) ток в цепи

$$i \approx C\frac{du_1}{dt}$$

и

$$u_2 = iR \approx RC\frac{du_1}{dt}. \qquad (7\text{-}5)$$

Очевидно, что для выполнения (7-4) необходимо, чтобы напряжение u_2 было достаточно мало, так как

$$u_2 = u_1 - u_к. \qquad (7\text{-}6)$$

Следовательно, уменьшение погрешности операции дифференцирования в данной схеме неизбежно связано с уменьшением напряжения на выходе ее.

Из (7-4)—(7-6) следует, что выполнение равенства (7-4) может быть получено путем выбора достаточно малого значения активного сопротивления R или емкости C, т. е. при малом значении постоянной времени цепи $\tau = RC$.

На рис. 7-2 приведены графики изменения во времени напряжения u_2 при подаче на дифференцирующую цепь импульса напряжения u_1 прямоугольной формы. Длительность этого импульса удовлетворяет условию

$$t_1 > 4\tau. \qquad (7\text{-}7)$$

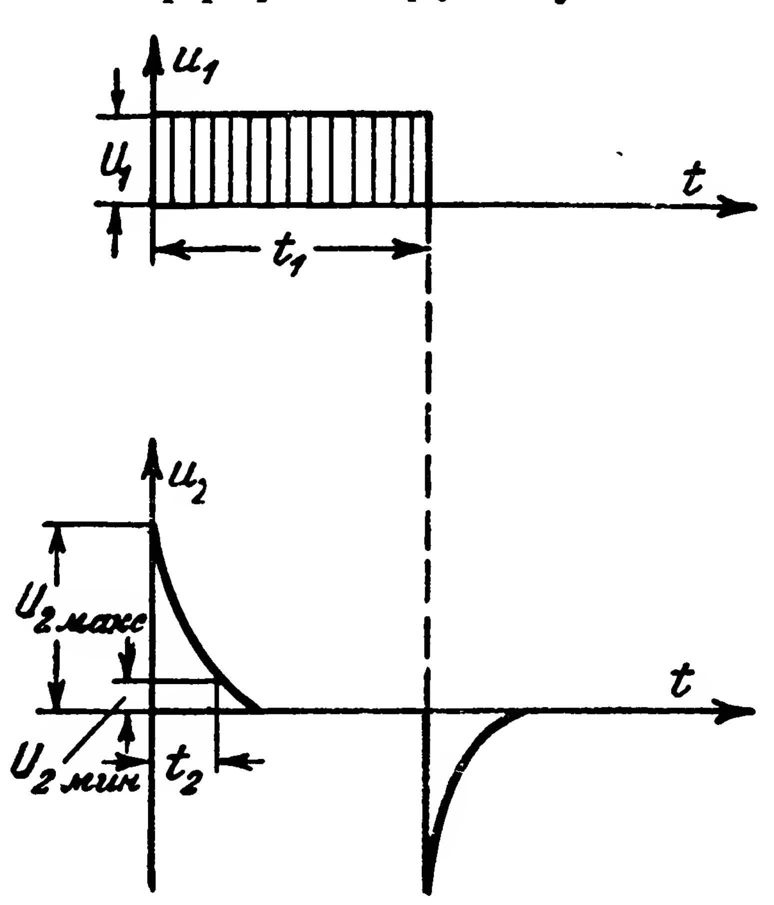


Рис. 7-2. Графики изменений во времени напряжений на входе и выходе дифференцирующей RC-цепи.

При дифференцировании переднего фронта входного импульса u_1 на выходе образуется экспоненциальный импульс

$$u_2(t) = U_1 e^{-\frac{t}{\tau}}. \qquad (7\text{-}8)$$

При дифференцировании заднего фронта входного импульса u_1 выходной импульс имеет такие же форму и амплитуду, как при дифференцировании переднего фронта, и отличается лишь знаком.

Длительность t_2 выходного импульса на некотором минимальном интересующем нас уровне $U_{2мин}$ может быть найдена из (7-8):

$$U_{2мин} = U_1 e^{-\frac{t_2}{\tau}},$$

или

$$t_2 = \tau \ln \frac{1}{\alpha},$$

где

$$\alpha = \frac{U_{2мин}}{U_1} = \frac{U_{2мин}}{U_{2макс}}.$$

При

$$\alpha = (5 \div 1)\%$$

$$t_2 = (3 \div 4{,}6)\tau.$$

Из рассмотренного видно, что при дифференцировании импульса прямоугольной формы нельзя получить точное значение производной, ибо последняя должна представляться импульсом, имеющим бесконечную амплитуду и длительность, равную нулю. Такой импульс, конечно, не может быть получен, однако в этом и нет необходимости, так как физически не может быть получен и идеальный прямоугольный импульс.

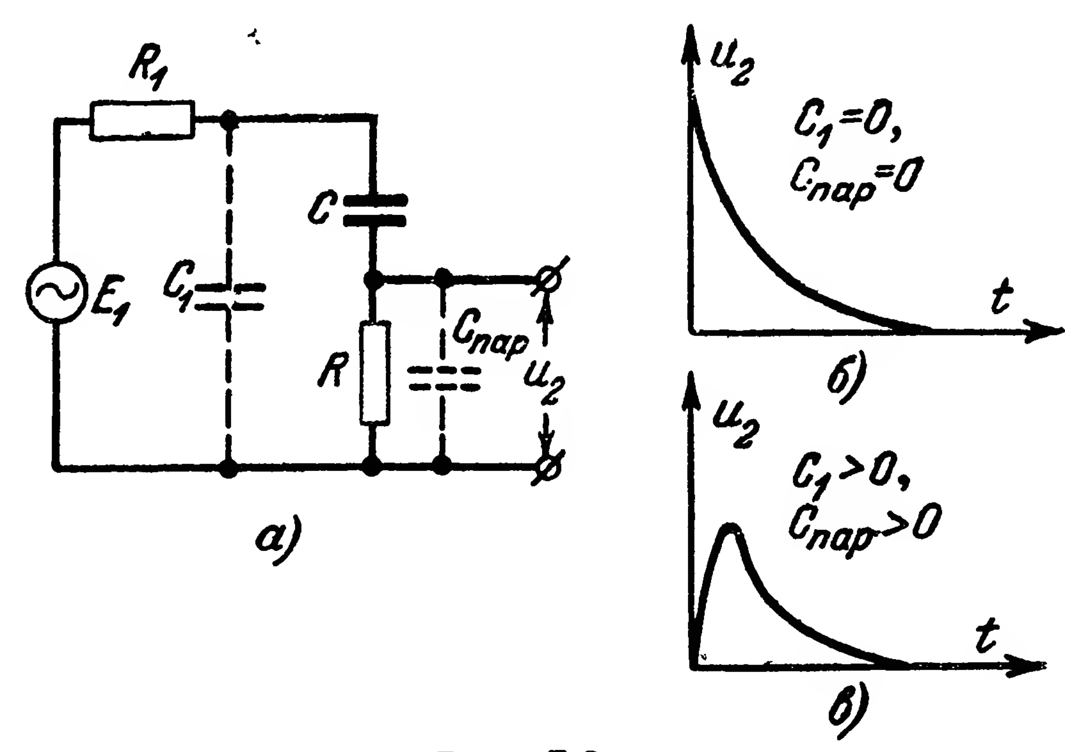


Рис. 7-3.

а — схема дифференцирующей *RC*-цепи с учетом паразитных емкостей; *б* — график изменения во времени напряжения на выходе дифференцирующей *RC*-цепи без учета влияния паразитных емкостей; *в* — то же, но с учетом влияния паразитных емкостей.

Внутреннее сопротивление R_1 источника э. д. с. E_1 и шунтирующая емкость C_1, имеющаяся всегда на его выходе (рис. 7-3,*а*), а также паразитная емкость $C_{пар}$ на выходе дифференцирующей *RC*-цепи будут оказывать существенное влияние на выходное напряжение u_2.

На рис. 7-3,*б* показаны кривые изменения напряжения на выходе *RC*-цепи при дифференцировании переднего фронта прямоугольного импульса E_1 в случаях, когда емкости $C_1 = 0$ и $C_{пар} = 0$, а на рис. 7-3, *в*—при $C_1 > 0$ или $C_{пар} > 0$.

На рис. 7-4 изображена дифференцирующая схема с трансформатором.

Вторичная обмотка *2* подключается к сопротивлению нагрузки *R*, напряжение u_2 на котором должно быть с требуемой степенью точности пропорционально производной от тока i_1 в первичной обмотке *1* по времени.

Можно показать, что в данном случае погрешность операции дифференцирования будет тем меньше, чем меньше постоянная времени вторичной цепи

$$\tau = \frac{L_2}{R},$$

где L_2 — индуктивность вторичной обмотки трансформатора;

R — сопротивление нагрузки.

При равных значениях τ в схемах на рис. 7-1 и 7-4 и одинаковых формах входных импульсов u_1 в схеме на рис. 7-1 и i_1 в схеме на рис. 7-4 выходные импульсы напряжения u_2 будут также одинаковыми.

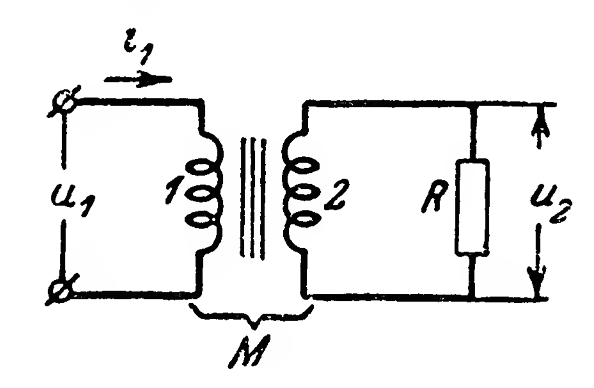


Рис. 7-4. Дифференцирующая схема с трансформатором.

Для получения на выходе импульсов остроконечной формы часто используются так называемые пиковые трансформаторы. Эти трансформаторы рассчитываются таким образом, что магнитная система у них насыщается при токе в первичной обмотке, значительно меньшем максимального.

в) Приближенное интегрирование

Поскольку интегрирование — операция, обратная дифференцированию, для выполнения ее могут использоваться те же элементы L и C.

Из (7-2) и (7-1) следует:

$$i_L = \frac{1}{L}\int u_L dt; \qquad (7\text{-}9)$$

$$u_к = \frac{1}{C}\int i_к dt. \qquad (7\text{-}10)$$

Таким образом, индуктивность может быть использована для интегрирования напряжения импульсов, а емкость — для интегрирования тока импульсов.

Интегрирующая цепь с индуктивностью показана на рис. 7-5. Включение в эту цепь активного сопротивления нагрузки R вносит погрешность в операцию интегрирования. Эта погрешность будет тем меньше, чем больше постоянная времени $\tau = \frac{L}{R}$. С увеличением τ уменьшается выходное напряжение u_2.

На рис. 7-6 показана форма выходного импульса $u = Ri_L$ при подаче на вход схемы на рис. 7-5 импульса напряжения u_1 прямоугольной формы.

На рис. 7-7 приведена схема RC-цепи для интегрирования напряжения u_1. Так как согласно (7-10) конденсатор

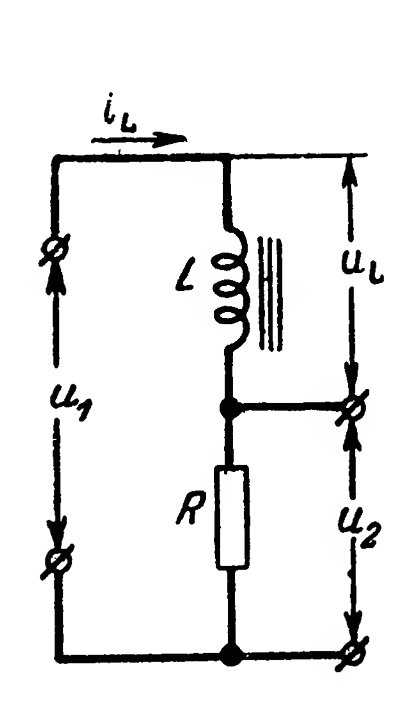


Рис. 7-5. Схема интегрирующей цепи с индуктивностью.

Рис. 7-6. Графики изменений во времени напряжений на входе и выходе интегрирующей схемы.

выполняет интегрирование тока $i_к$, а в схеме на рис. 7-7 $i_к = \frac{u_1 - u_к}{R}$, то погрешность в операции интегрирования u_1 будет мала, если $u_к \ll u_1$. Последнее неравенство выполняется тем лучше, чем больше постоянная времени $\tau = RC$. С увеличением τ выходное напряжение $u_2 = u_к$ в этом случае также уменьшается.

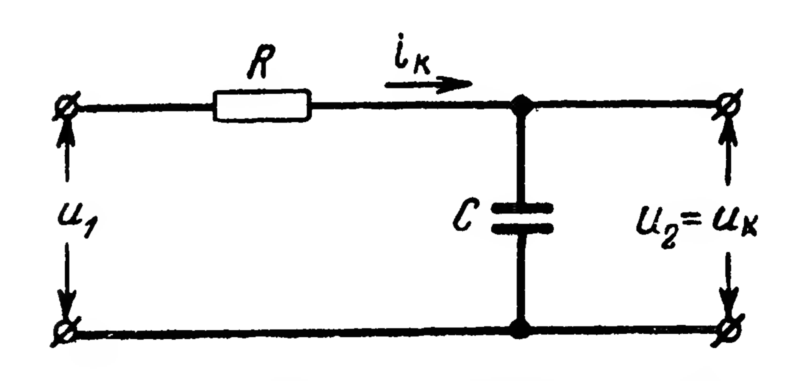


Рис. 7-7. Схема интегрирующей RC-цепи.

При интегрировании прямоугольного импульса напряжения длительностью t_1 в схемах на рис. 7-5 и 7-7 максимальное напряжение на выходе $u_{2макс}$ может быть определено по формуле

$$U_{2макс} = U_1 \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}\right). \qquad (7\text{-}11)$$

Длительность импульса на выходе может быть определена (см. рис. 7-6) из равенства

$$t_2 = t_1 - t' + t''.$$

Значения t' и t'' могут быть найдены из рассмотрения переходного процесса.

Используя известные формулы для расчета переходного процесса в цепях RL и RC, получим:

$$t_2 = t_1 + \tau \ln\left(1 - \frac{U_{2мин}}{U_1}\right)\frac{U_{2макс}}{U_{2мин}}. \qquad (7\text{-}12)$$

С помощью усилителей с отрицательной обратной связью могут быть построены схемы, выполняющие операции дифференцирования и интегрирования с весьма малой погрешностью. Так, например, для точного интегрирования может быть использована рассмотренная выше (см. рис. 6-33) схема формирования пилообразных импульсов с конденсатором в цепи обратной связи усилителя. В случае интегрирования ключ $K_л$ в схеме на рис. 6-33 не нужен, а вместо напряжения $U_Б$ к схеме может быть приложено переменное интегрируемое напряжение u_1.

Согласно (6-9)

$$\frac{du_к}{dt} + \frac{u_к}{(K+1)RC} = \frac{u_1}{RC}.$$

Если коэффициент усиления K достаточно велик, то

$$\frac{u_к}{K+1} \ll u_1$$

и

$$u_к \approx \frac{1}{RC}\int u_1 dt.$$

Погрешность данного приближенного равенства может быть сделана как угодно малой путем увеличения коэффициента усиления K усилителя.

Согласно (6-10) напряжение на выходе схемы

$$u_2 \approx -u_к.$$

Можно показать, что если в схеме на рис. 6-33 элементы R и C поменять местами, то она будет производить точное дифференцирование напряжения u_1.

Схемы точного дифференцирования и интегрирования находят широкое применение в моделирующих и вычислительных устройствах [Л. 24 и 36].

7-2. Суммирующие схемы

а) Общие сведения

Суммирующей называется схема, которая имеет несколько входных цепей и одну выходную и работает таким образом, что напряжение на выходной цепи или ток в ней зависят от напряжений или токов во всех входных цепях.

Суммирующие схемы применяются в кодирующих и декодирующих устройствах для установления связи между действиями отдельных частей в них.

Суммирующие схемы разделяются на функционально-суммирующие и релейно-суммирующие.

б) Функционально-суммирующие схемы

Функционально-суммирующая схема работает таким образом, что напряжение или ток в ее выходной цепи являются линейной функцией от напряжений или токов во входных цепях. Так, например, если во входных цепях такой схемы действуют напряжения $u_1, u_2, \ldots, u_n$, то напряжение на выходе равно

$$u_{\text{вых}} = a_1 u_1 + a_2 u_2 + \ldots + a_n u_n,$$

где $a_1, a_2, \ldots, a_n$ — постоянные коэффициенты.

Функциональное суммирование может быть произведено с помощью пассивных цепей, электронных, полупроводниковых и магнитных усилителей.

На рис. 7-8 изображена параллельная пассивная суммирующая цепь. При этом:

$\dot{U}_1, \dot{U}_2, \ldots, \dot{U}_n$ — суммируемые напряжения (комплексные амплитуды);

$\dot{U}_{\text{вых}}$ — выходное напряжение;

$Z_1, Z_2, \ldots, Z_n$ — сопротивления ветвей суммирующей схемы;

Z — выходное сопротивление.

Используя метод суперпозиции, можно показать, что если суммируемые напряжения являются гармоническими и имеют одинаковую угловую частоту ω, то

$$\dot{U}_{\text{вых}} = a_1 \dot{U}_1 + a_2 \dot{U}_2 + \ldots + a_k \dot{U}_k + \ldots + a_n \dot{U}_n.$$

При этом коэффициент передачи

$$a_k = \frac{Y_k}{\sum_{k=1}^{n} Y_k + Y},$$

где

$$Y_k = \frac{1}{Z_k}; \quad Y = \frac{1}{Z}.$$

Рассмотрение переходных процессов в схеме на рис. 7-8 показывает, что при суммировании напряжений кратковременных импульсов неискаженная передача их

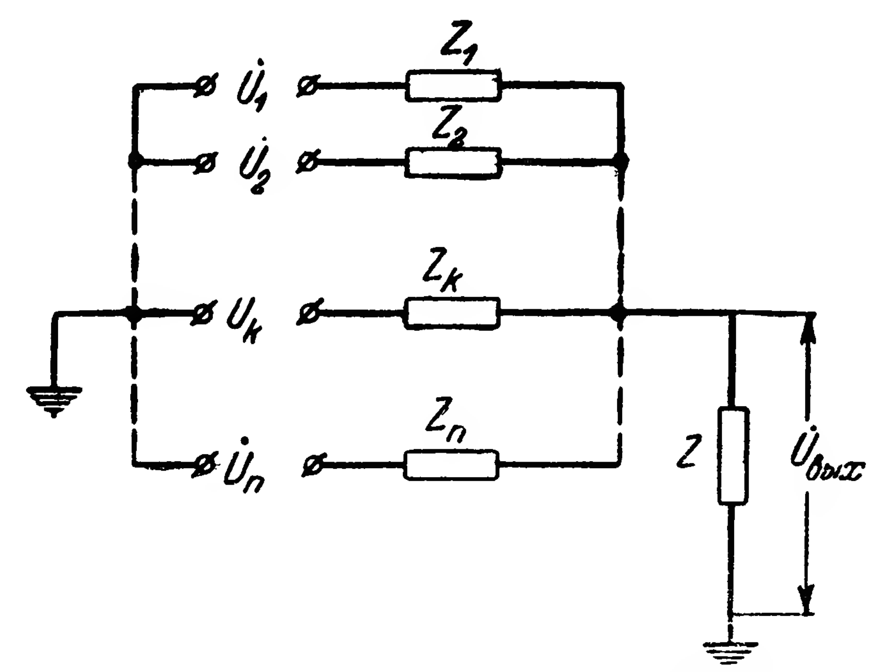


Рис. 7-8. Параллельная функционально-суммирующая схема.

на выход обеспечивается, если сопротивления суммирующей схемы активны или если входные цепи Z_1, $Z_2, \ldots, Z_n$ содержат один накопитель энергии (L или C) и постоянные времени всех этих цепей одинаковы.

При суммировании напряжений по схеме на рис. 7-8 имеет место перекрестная связь между источниками отдельных напряжений, т. е. источник напряжения $\dot{U}_k$ будет вызывать токи в остальных входных цепях. Уменьшение перекрестных связей может быть достигнуто путем увеличения сопротивлений ветвей Z_1, Z_2, . . . , Z_n и уменьшения Z. При этом, однако, уменьшатся коэффициенты передачи a_1, a_2, . . . , a_n.

Значительное уменьшение перекрестных связей при суммировании постоянных напряжений может быть получено путем использования схемы на рис. 7-9. Для передачи от-

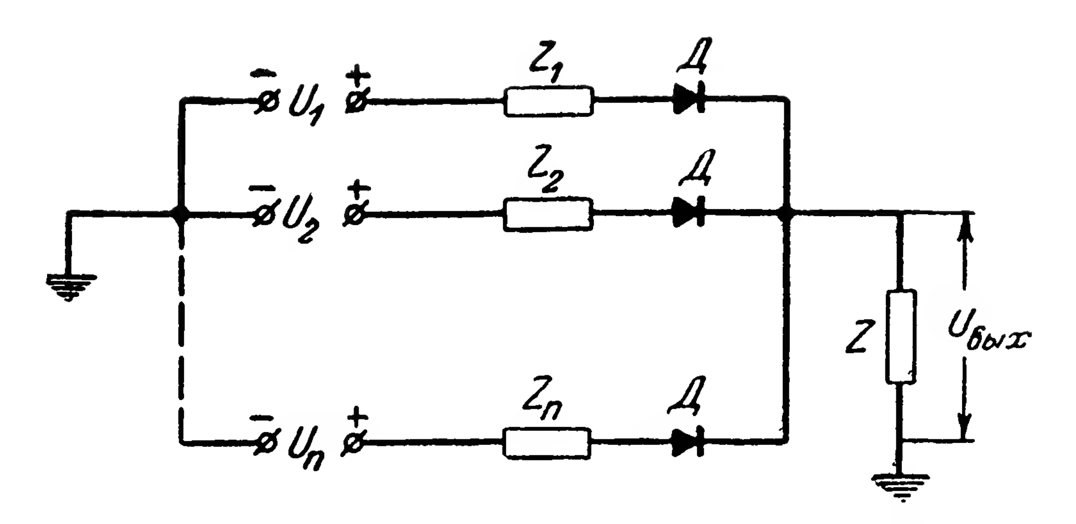


Рис. 7-9. Параллельная функционально-суммирующая схема с выпрямителями.

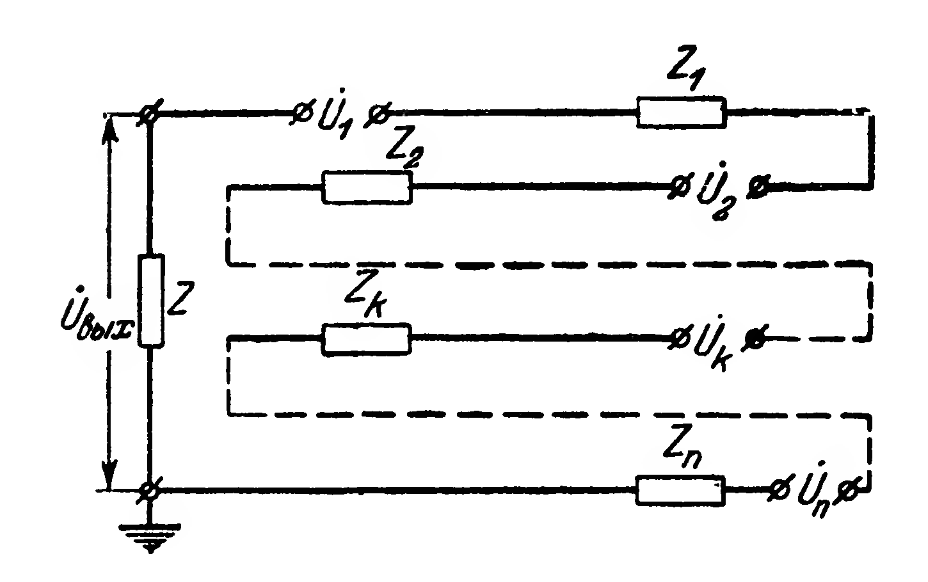


Рис. 7-10. Последовательная функционально-суммирующая схема.

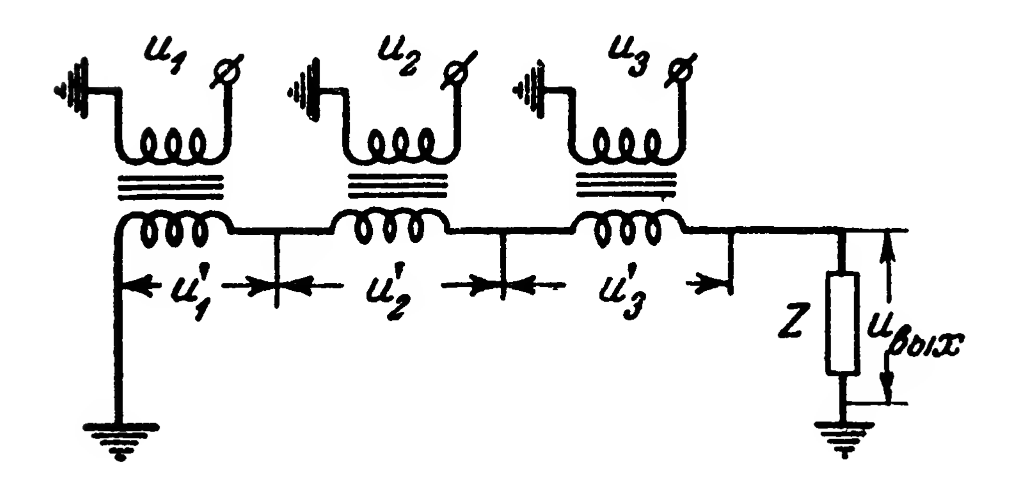


Рис. 7-11. Последовательная функционально-суммирующая схема с трансформаторами.

дельных напряжений на выход этой схемы необходимо выполнение условий $U_1 > U_{вых}$, $U_2 > U_{вых}$, . . ., $U_n > U_{вых}$. Эти условия также ограничивают допустимые значения коэффициентов передачи.

На рис. 7-10 и 7-11 приведены примеры последовательных пассивных суммирующих цепей.

Легко видеть, что в схеме на рис. 7-10 коэффициенты передачи всех входных напряжений одинаковы и равны

$$a = \frac{Z}{\sum_{k=1}^{n} Z_k + Z}.$$

В схеме на рис. 7-11 значения коэффициентов передачи напряжений определяются коэффициентами трансформации соответствующих трансформаторов. Преимуществом этой схемы по сравнению со схемой на рис. 7-10 является то, что входные напряжения могут иметь общую точку.

в) Понятие о релейно-суммирующих схемах

Релейно-суммирующая схема работает таким образом, что напряжение или ток на ее входе могут иметь лишь одно из двух существенно различных значений в зависимости от значений напряжений или токов, действующих во всех ее входных цепях.

Во входных цепях релейно-суммирующих схем, используемых в кодирующих и декодирующих устройствах, действуют напряжения или токи, которые также могут иметь лишь два существенно различных значения.

Релейно-суммирующие схемы бывают двух типов:

а) простые;

б) запоминающие (накапливающие).

Простая релейно-суммирующая схема обеспечивает необходимый эффект на выходе лишь в случае, если требуемые для этого воздействия на все ее входные цепи производятся одновременно. Такие схемы часто называются схемами совпадений.

В запоминающей схеме требуемые воздействия на различные входные цепи могут быть произведены разновременно.

Очевидно, что простая релейно-суммирующая схема может быть преобразована в запоминающую, если во все ее входные цепи включить те или иные запоминающие элементы. Такими элементами могут быть, например, нейтральные электромагнитные реле с самоблокировкой, поляризованные электромагнитные и неконтактные реле (триггерные схемы) с двумя положениями покоя.

Релейно-суммирующая схема может быть получена путем подключения того или иного реле или нелинейного эле-

мента к выходу функционально-суммирующей схемы, а также непосредственно с помощью реле или каких-либо нелинейных элементов.

г) Контактные релейно-суммирующие схемы

Простейшая контактная суммирующая схема может быть получена с помощью двухобмоточного электромагнитного реле (рис. 7-12). Данная схема может работать в двух режимах:

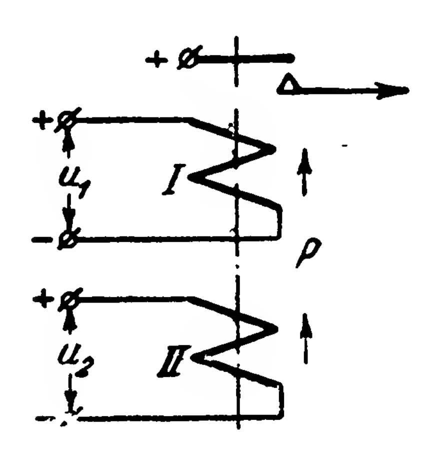


Рис. 7-12. Контактная релейно-суммирующая схема с одним двухобмоточным электромагнитным реле.

а) срабатывание реле происходит лишь при одновременном воздействии напряжений u_1 и u_2.

б) срабатывание реле происходит при подаче лишь одного напряжения u_1 или u_2.

В первом случае намагничивающие силы (н. с.), образуемые токами, протекающими по обмоткам *I* и *II*, складываются, а во втором — вычитаются.

Увеличение числа входных цепей (обмоток) лимитируется стабильностью н. с. срабатывания реле ($F_{ср} = i_{ср} w$) и входных напряжений.

Вследствие этого для построения релейно-суммирующих схем с большим числом входных цепей, как правило, используется несколько электромагнитных реле.

Необходимые схемы суммирования могут быть построены путем соответствующего соединения контактов этих реле.

Выбор типа контактов и схемы их соединения по заданным условиям работы суммирующей схемы целесообразно производить, применяя аналитические методы синтеза релейно-контактных схем (см. приложение III).

Рассмотрим два примера.

Пример 1. Необходимо получить замкнутую цепь, если на входные цепи *1* и *3* воздействуют импульсы напряжения u_1 и u_3, а во входной цепи *2* напряжение $u_2 = 0$. Во всех остальных случаях данная цепь должна быть разомкнута.

Решение. Подключим указанные напряжения к обмоткам электромагнитных реле A_1, A_2 и A_3.

Используя правила символической записи условий срабатывания реле (см. табл. 3П-4). получаем структурную формулу соединения контактов реле:

$$F_1(A) = a_1 \bar{a}_2 a_3,$$

где a_1 и a_3 — символические записи н. о. контактов реле A_1 и A_3; $\overline{a_2}$ — символическая запись н. з. контактов реле A_2.

Схема соединения контактов, отвечающая данной структурной формуле, изображена на рис. 7-13 (цепь *I*).

Пример 2. При тех же условиях, что и в примере 1, необходимо получить разомкнутую цепь; во всех остальных случаях эта цепь должна быть замкнута.

Решение. Очевидно, что действие суммирующей схемы в данном случае должно быть инверсным (обратным) действию схемы примера 1.

Используя правила инверсии (см. табл. 3П-1), получаем структурную формулу соединения контактов реле:

$$F_2(A) = \overline{F_1}(A) = \overline{a_1} + a_2 + \overline{a_3},$$

где $\overline{a_1}$ и $\overline{a_3}$ — символические записи н. з. контактов реле A_1 и A_3; a_2 — символическая запись н. о. контактов реле A_2.
Схема соединения контактов для этого случая показана на рис. 7-13 (цепь *II*).

д) Неконтактные релейно-суммирующие схемы

Неконтактные релейно-суммирующие схемы могут строиться с одним и несколькими нелинейными элементами.

На рис. 7-14—7-17 приведены схемы с одним нелинейным элементом. В схеме на рис. 7-14 и 7-15 производится функциональное суммирование напряжений u_1 и u_2.

Нелинейные элементы в этих схемах используются лишь как индикаторы получаемой суммы напряжений.

В схеме на рис. 7-14 используется параллельная суммирующая цепь.

В исходном положении при $u_1=0$ и $u_2=0$ безнакальный тиратрон *Т* погашен. Напряжения u_1 и u_2 подбираются такими, что зажигание тиратрона происходит лишь при одновременном воздействии их. Возврат схемы в исходное положение (погасание тиратрона *Т*) может быть обеспечен либо выбором достаточно большого сопротивления *R*, либо кратковременным отключением (уменьшением) анодного напряжения $U_{Ба}$.

В схемах на рис. 7-15 и 7-17 релейное суммирование достигается путем подачи входных напряжений на различные электроды ламп.

В схеме на рис. 7-15 при $u_1=0$ и $u_2=0$ лампа *Л* заперта по анодному току. Напряжения u_1 и u_2 выбираются такими, что отпирание лампы *Л* происходит лишь при одновременном воздействии этих напряжений. Недостат-

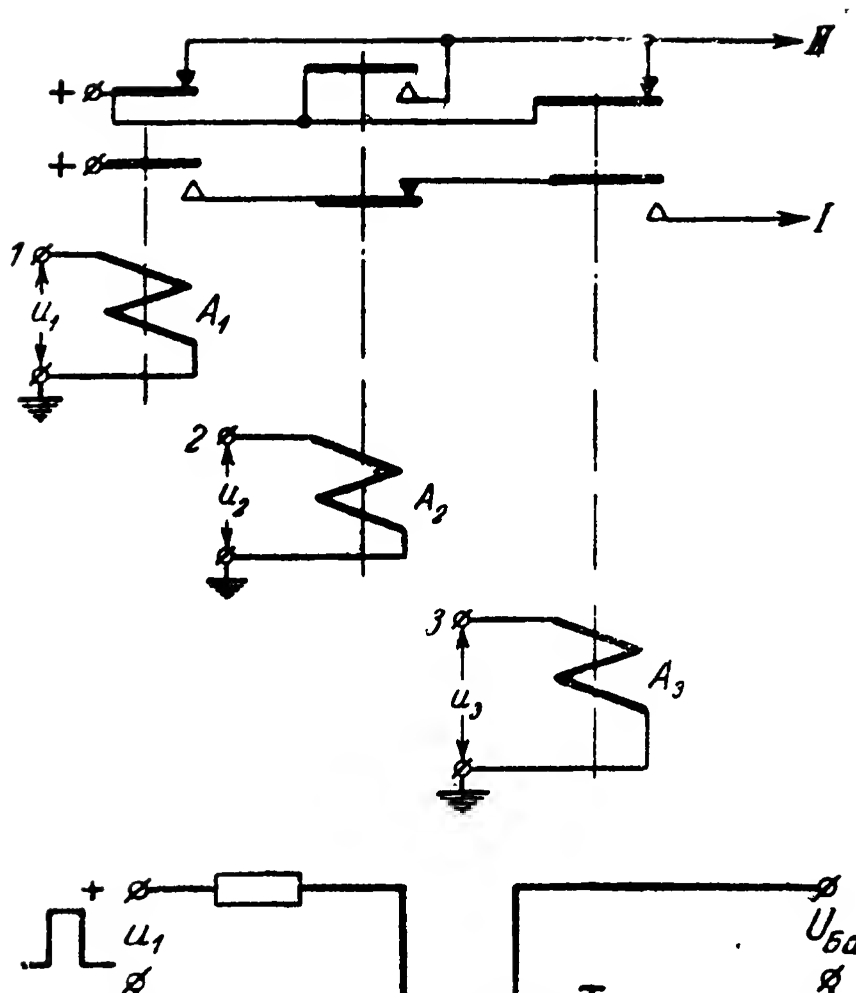


Рис. 7-13. Пример построения релейно-суммирующей схемы с несколькими электромагнитными реле.

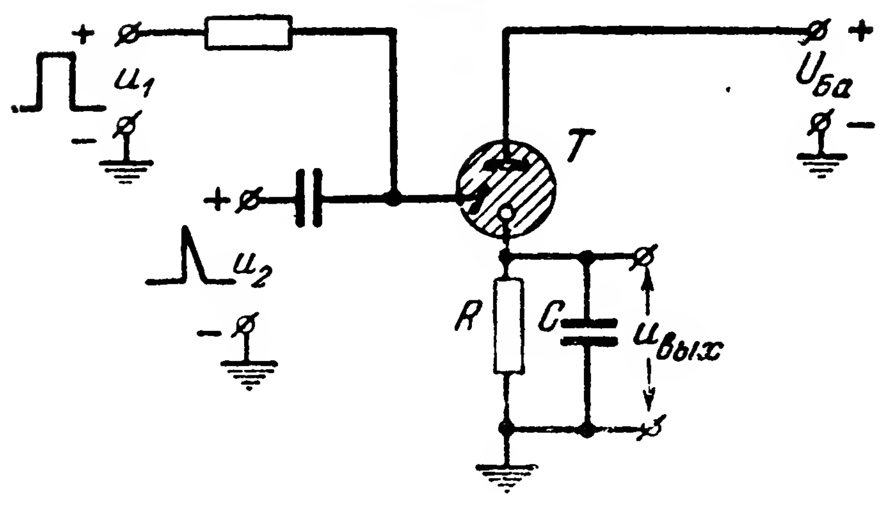


Рис. 7-14. Неконтактная релейно-суммирующая схема с тиратроном и параллельной суммирующей цепью.

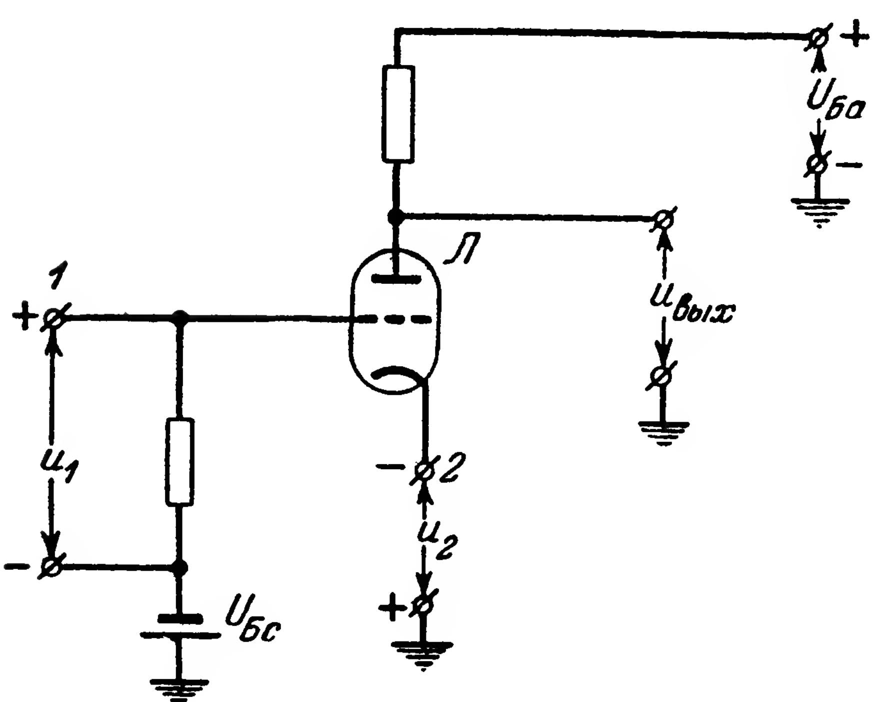


Рис. 7-15. Неконтактная релейно-суммирующая схема с подачей суммируемых напряжений на управляющую сетку и катод триода.

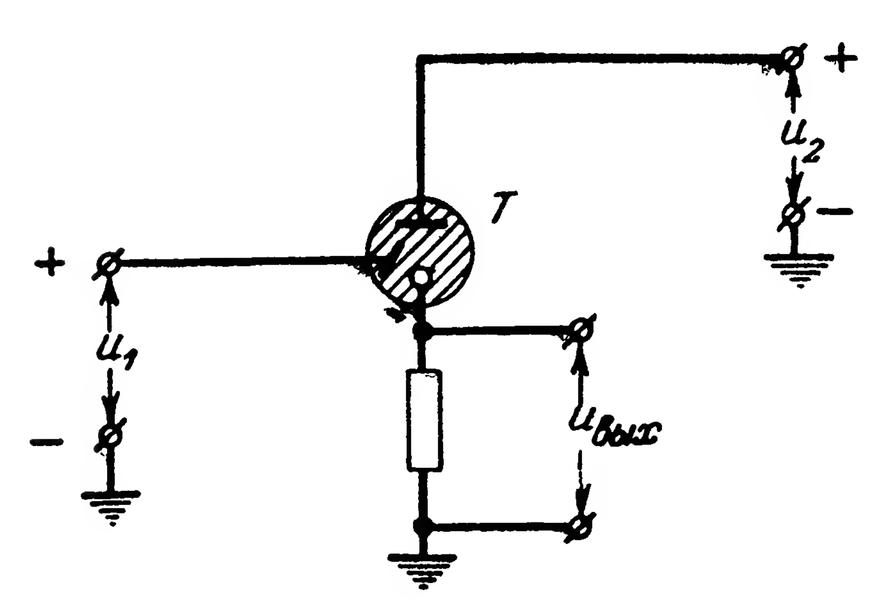


Рис. 7-16. Неконтактная релейно-суммирующая схема с подачей суммируемых напряжений на управляющий и основной аноды тиратрона.

ком этой схемы является малое входное сопротивление между катодом *2* и общей точкой. Можно показать, что

$$R_{\text{вх }2}=\frac{\Delta u_2}{\Delta i_\text{а}}\approx\frac{1}{S_d},$$

где $\Delta i_\text{а}$ — изменение анодного тока, соответствующее изменению напряжения u_2 на величину Δu_2;

S_d — крутизна динамической анодно-сеточной характеристики.

В схеме на рис. 7-16 тиратрон *Т* зажигается лишь в случае одновременного воздействия напряжения u_1 на пусковой анод и u_2 на основной анод.

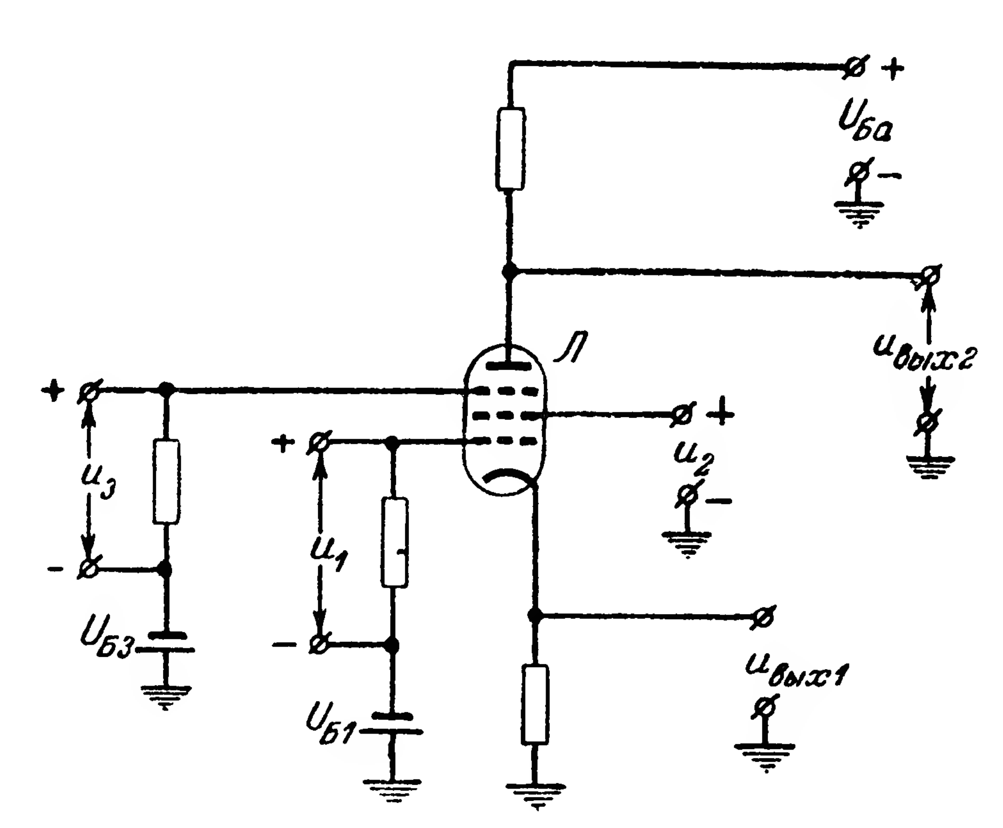


Рис. 7-17. Неконтактная релейно-суммирующая схема с подачей суммируемых напряжений на различные сетки пентода.

В схеме на рис. 7-17 пентод *Л* отпирается по анодному току лишь в случае одновременной подачи напряжений: u_1 — на управляющую сетку, u_2 — на экранирующую сетку и u_3 — на пентодную сетку.

Напряжение на выход схемы может быть снято с сопротивления в цепи катода ($u_{\text{вых}1}$) или анода ($u_{\text{вых}2}$). При отпирании пентода напряжение $u_{\text{вых}1}$ увеличивается, а $u_{\text{вых}2}$ уменьшается.

В случае, если число суммируемых напряжений больше двух-трех или если требования к действию схемы таковы, что они не могут быть удовлетворены с помощью

одного нелинейного элемента, применяются схемы с несколькими нелинейными элементами.

Для составления таких схем по заданным условиям их работы целесообразно применять аналитические методы синтеза неконтактных релейных схем (см. приложение IV).

Так, в частности, для примера 1 п. „г“ при проектировании неконтактной суммирующей схемы условия могут быть сформулированы так, что напряжение $u_{вых}$ на выходе схемы должно быть большим, если на входные цепи *1* и *3* воздействуют импульсы напряжений u_1 и u_3, а в цепи *2* напряжение $u_2=0$; во всех остальных случаях напряжение $u_{вых}$ должно быть малым.

Используя правила символической записи условий получения высокого напряжения на выходе неконтактной схемы (см. табл. 4П-3), переключательную функцию схемы для рассматриваемого случая получим в виде

$$U=u_1\overline{u_2}u_3,$$

где $\overline{u_2}$ — инверсия напряжения u_2; напряжение $\overline{u_2}$ велико, когда напряжение u_2 мало, и наоборот.

Данная переключательная функция может быть реализована с помощью различных операторов (элементов).

Используя сведения о переключательных функциях различных операторов, по п. 5 табл. 4П-1 получим:

$$U=T_1(\overline{u_1})\,T_1(u_2)\,T_1(\overline{u_3}),$$

где $\overline{u_1}$ и $\overline{u_3}$ — инверсии напряжений u_1 и u_3.

Инверсию напряжений можно получить, например, путем изменения их знака.

Данная запись соответствует схеме на рис. 7-18. Из непосредственного рассмотрения этой схемы видно, что при выполнении заданных условий, т. е. при подаче на сетки триодов $Л_1$ и $Л_3$ напряжений $\overline{u_1}$ и $\overline{u_3}$ с указанной полярностью и $u_2=0$ все триоды будут заперты по анодному току и напряжение $u_{вых}$ на выходе будет большим.

Если хотя бы одно из заданных условий не выполняется, то одна из ламп будет отпертой и напряжение $u_{вых}$ будет мало.

Согласно пп. 9,а и 9,б табл. 4П-1 полученная переключательная функция может быть записана также и в виде

$$U=F_1(u_1)\cdot F_1(\overline{u_2})\cdot F_1(u_3).$$

Этой символической записи соответствуют схемы на рис. 7-19 и 7-20.

При выполнении заданных условий в схеме на рис. 7-19 все выпрямители не проводят ($u_1 = u_3 > U_{Б1}$), а в схеме на

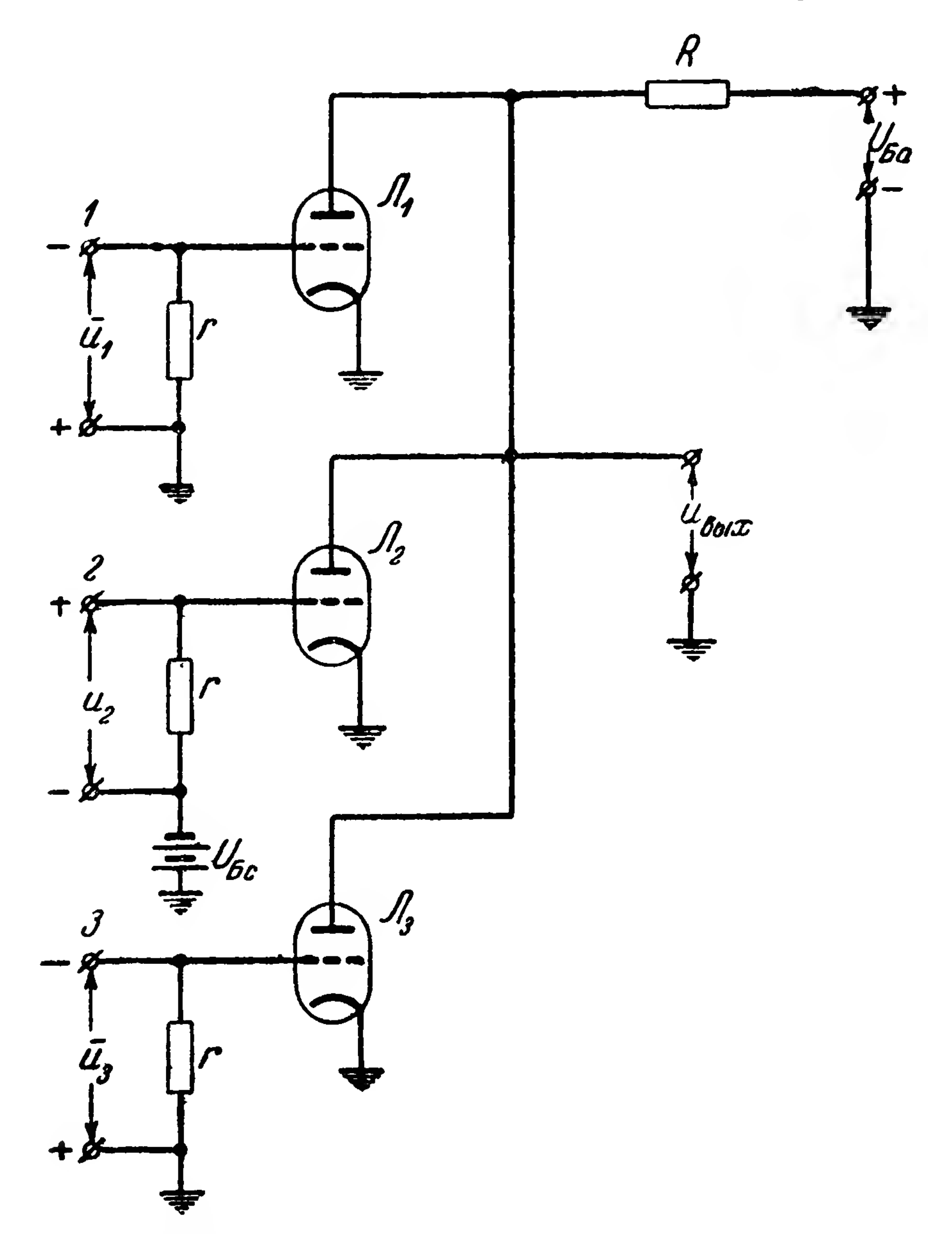


Рис. 7-18. Пример построения неконтактной релейно-суммирующей схемы с триодами.

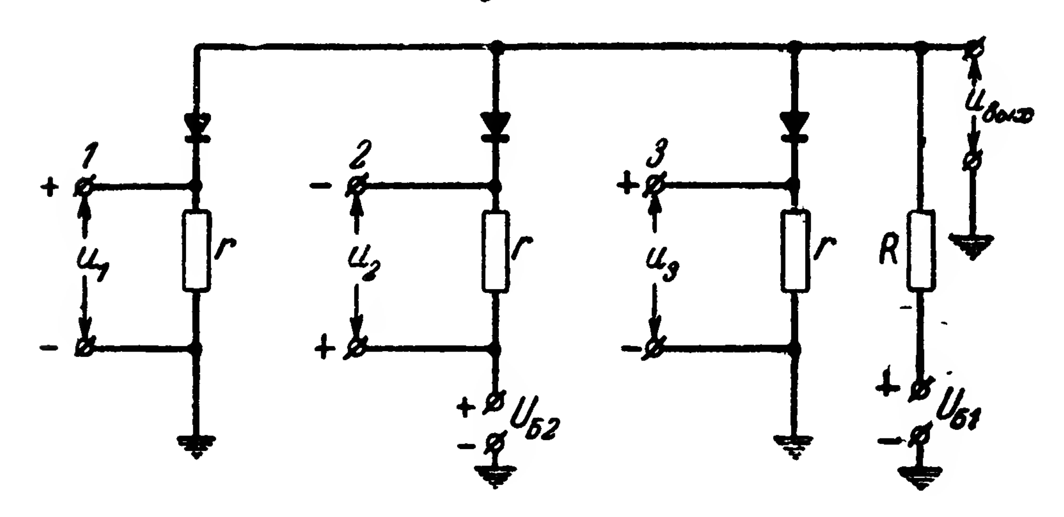


Рис. 7-19. Пример построения неконтактной релейно-суммирующей схемы с выпрямителями.

рис. 7-20 все неоновые лампы погашены. Если хотя бы одно из этих условий не выполняется, то в схеме на рис. 7-19 начинает проводить один из выпрямителей,

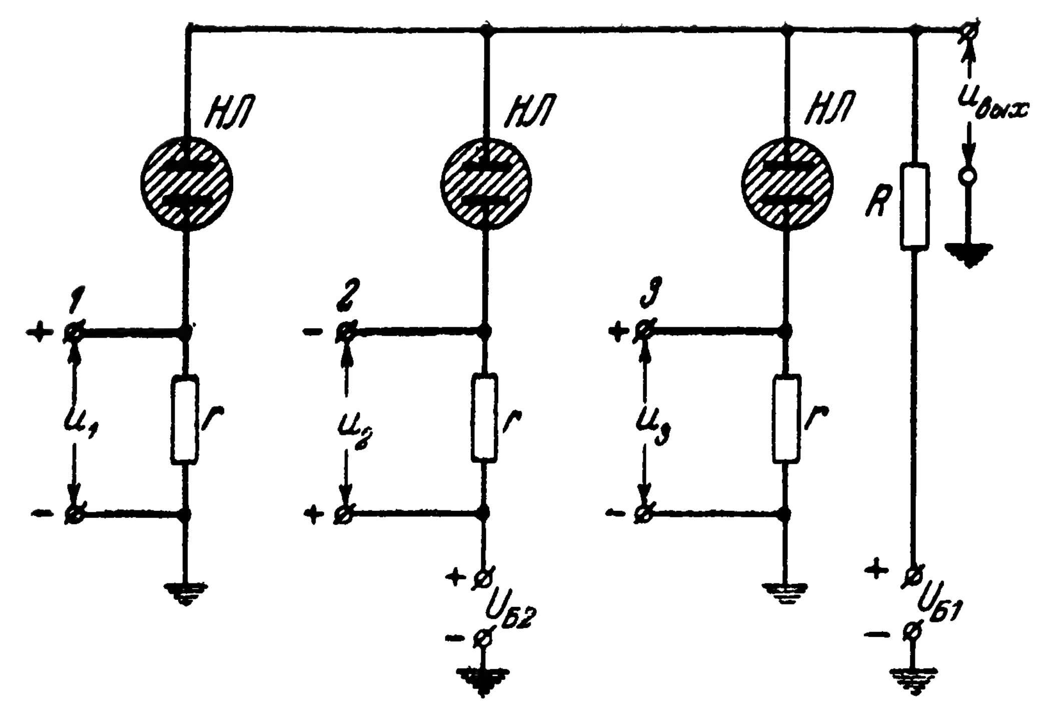


Рис. 7-20. Пример построения неконтактной релейно-суммирующей схемы с неоновыми лампами.

а в схеме на рис. 7-20 зажигается одна из неоновых ламп. При этом на сопротивлении R образуется большое падение напряжения и напряжение $u_{вых}$ на выходе резко падает.

е) Ключевые суммирующие схемы

В ряде случав бывает необходимо обеспечить неискаженную передачу импульса, действующего на одну входную цепь суммирующего элемента, при условии воздействия другого импульса на другую входную цепь. Такое суммирование может быть выполнено с помощью контактных схем или неконтактных, так называемых ключевых схем.

Импульсы, подаваемые на вторую входную цепь и определяющие условие передачи на выход импульсов, действующих в первой цепи, в дальнейшем будем называть селекторными.

На рис. 7-21 изображена ключевая схема для однополярных импульсов. Схема собрана на диодах.

При $u_1 = u_0 = 0$ под действием источника напряжения $U_Б$ по цепи $(+)U_Б \to R_1 \to R_2 \to Д_1 \to R_3 \to (-)U_Б$ проходит ток.

Величина этого тока равна

$$I_1 = \frac{U_Б}{R_1 + R_2 + R_д + R_3},$$

где $R_д$ — внутреннее сопротивление диода $Д_1$.

При этом на аноде диода $Д_2$ устанавливается отрицательное напряжение $u_а$:

$$u_а = I_1(R_1 + R_2) = U_Б \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_Д}.$$

Ток через диод $Д_2$ не протекает, и напряжение на выходе

$$u_2 = 0. \qquad (7\text{-}13)$$

При действии одного напряжения u_1 рабочего импульса, если величина u_1 не очень велика, диод $Д_2$ не откроется и по-прежнему будет соблюдаться равенство (7-13).

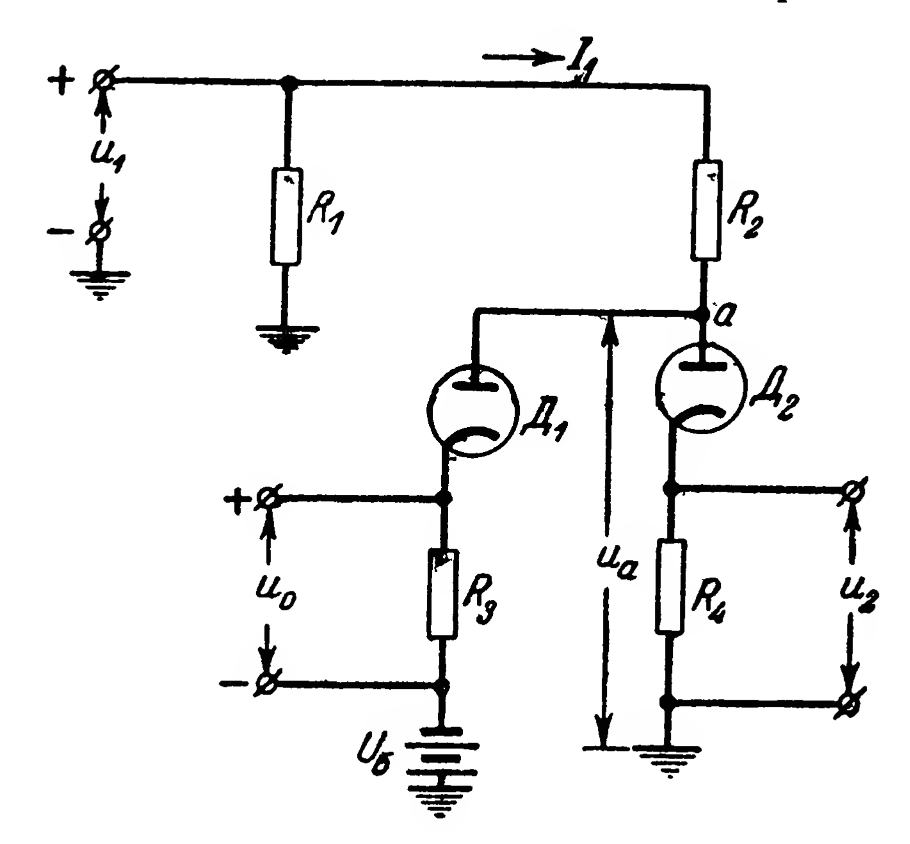


Рис. 7-21. Ключевая схема для однополярных импульсов.

Если же одновременно будет подано достаточно большое напряжение u_0 селекторного импульса так, что диод $Д_1$ запрется, то под действием напряжения u_1 диод $Д_2$ отопрется и на выходе появится импульс напряжения u_2, воспроизводящий по форме рабочий импульс u_1. Максимально допустимое значение u_1 может быть найдено из условия, что при $u_0 = 0$ и $u_1 = u_{1\,макс}$ величина $u_а = 0$.

Из этого условия получаем:

$$u_{1\,макс} = -U_Б \frac{R_2}{R_3 + R_Д}.$$

Следовательно, для нормальной работы схемы необходимо, чтобы

$$u_1 \leqslant -U_Б \frac{R_2}{R_3 + R_Д}.$$

Требуемое значение напряжения селекторного импульса может быть найдено из условия, что при действии напряжений u_1 и u_0 диод $Д_1$ должен быть заперт и, следовательно,

$$u_0 > u_а - U_Б,$$

или

$$u_0 > u_1 \frac{R_4 + R_д}{R_2 + R_4 + R_д} - U_Б. \qquad (7\text{-}14)$$

(Во всех приведенных соотношениях необходимо учитывать, что $U_Б < 0$.)

Существенно отметить, что при выполнении условия (7-14) величина напряжения на выходе не зависит ни от напряжения u_0 селекторного импульса, ни от напряжения $U_Б$. Это является отличительным свойством ключевой схемы.

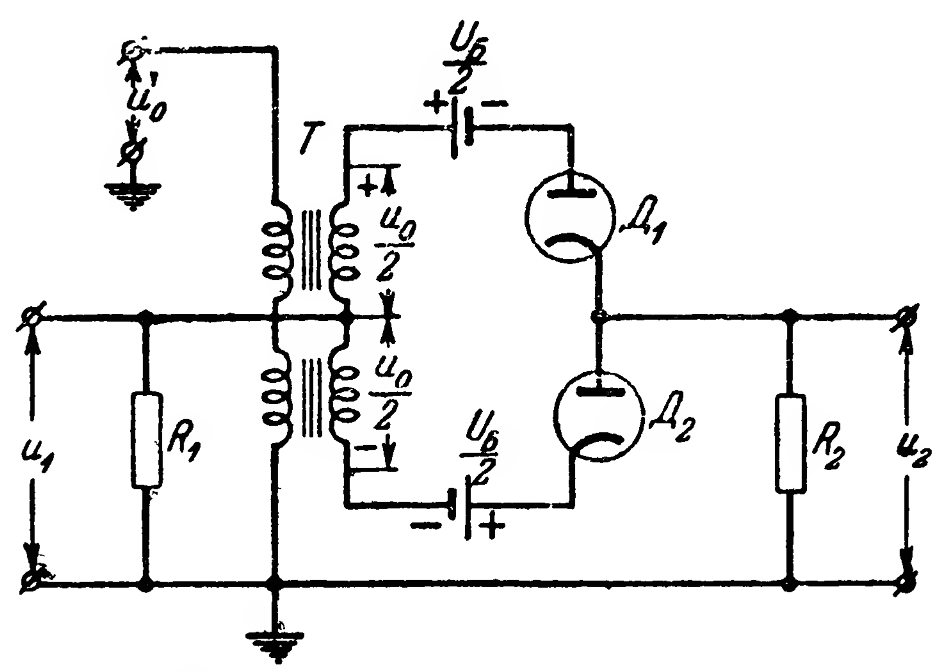


Рис. 7-22. Ключевая схема для импульсов двух полярностей.

На рис. 7-22 приведена ключевая схема для импульсов обеих полярностей, в том числе и для синусоидальных импульсов.

Параметры этой схемы выбираются таким образом, что

$$u_1 < \frac{U_Б}{2}. \qquad (7\text{-}15)$$

В исходном положении диоды $Д_1$ и $Д_2$ заперты, и при подаче одного лишь рабочего импульса u_1 и соблюдении неравенства (7-15) диоды не отпираются; напряжение на выходе $u_2 = 0$.

При подаче напряжения u_0' селекторного импульса диоды $Д_1$ и $Д_2$ отпираются и рабочий импульс напряжения u_1 проходит на выход.

Если пренебречь влиянием индуктивности вторичной обмотки трансформатора на ток, образуемый в цепи под

действием напряжения u_1, то при отпертых диодах $Д_1$ и $Д_2$

$$u_2 = u_1 \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_д}{2}}.$$

Если $R_2 \gg \frac{R_д}{2}$, то $u_2 \approx u_1$.

При этом на выход схемы будут одинаково передаваться импульсы разных полярностей.

Напряжение селекторного импульса u_0' должно быть

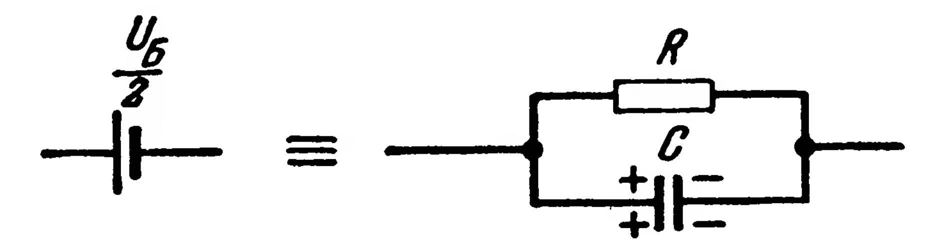


Рис. 7-23. Схема замены источника тока RC-цепью при периодическом следовании селекторных импульсов.

достаточно велико для того, чтобы оба диода ($Д_1$ и $Д_2$) оставались отпертыми при подаче напряжения u_1.

При периодическом следовании селекторных импульсов источники напряжения $\frac{U_Б}{2}$ можно заменить RC-цепями,

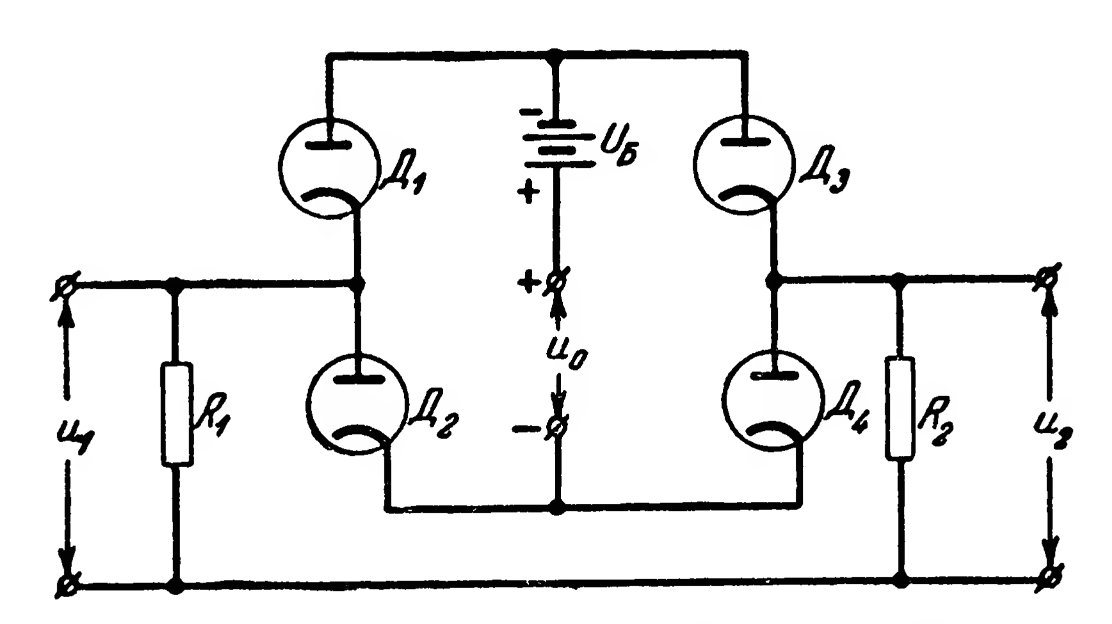


Рис. 7-24. Симметричная ключевая схема.

показанными на рис. 7-23. В этом случае конденсаторы C заряжаются при подаче селекторного импульса и обеспечивают запирание диодов $Д_1$ и $Д_2$ при отсутствии этого импульса.

На рис. 7-24 приведена симметричная ключевая схема, работающая аналогично схеме на рис. 7-22.

В схеме на рис. 7-24 диоды $Д_1$—$Д_4$ в исходном положении заперты и отпираются селекторным импульсом u_0. Симметричные схемы дают лучшие результаты, так как в них изменения параметров отдельных элементов взаимно компенсируются. Кроме того, в этих схемах не требуется трансформатора для подведения к диодам напряжения селекторного импульса. Ключевые схемы могут быть также собраны на триодах и многосеточных лампах [Л. 24].

ЧАСТЬ III
ДЕШИФРАТОРЫ И ШИФРАТОРЫ ПРИЗНАКОВ ПОСЫЛОК

Глава восьмая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ДЕШИФРАТОРАХ И ШИФРАТОРАХ

8-1. Общие сведения о дешифраторах

а) Основные виды дешифраторов

В декодирующих устройствах систем телеуправления и телеконтроля используются в основном дешифраторы двух видов: признаков посылок и комбинационные.

Дешифраторы признаков посылок обеспечивают контроль значения того или иного признака каждой отдельной посылки сигнала сообщения.

По виду контролируемых признаков эти дешифраторы разделяются на дешифраторы полярности, амплитудные, длительности посылок и т. п.

В зависимости от значения контролируемого признака дешифратор оказывает воздействие на ту или иную выходную цепь.

Комбинационный дешифратор обеспечивает контроль порядка следования в сигнале сообщения посылок с различными значениями кодовых признаков либо контроль порядка распределения этих посылок по каналам связи или сообщения.

На комбинационный дешифратор обычно воздействуют дешифраторы признаков отдельных посылок и распределитель декодирующего устройства. В некоторых случаях комбинационный дешифратор включает в себя и элементы контроля признаков отдельных посылок.

Комбинационный дешифратор воздействует на ту или иную выходную цепь в зависимости от принятой комбинации кодовых признаков всех посылок сигнала сообщения

или элемента этого сигнала (кодовой группы), т. е. либо в зависимости от порядка поочередной передачи посылок с различными значениями кодовых признаков по одному каналу связи или сообщения, либо в зависимости от порядка распределения таких посылок по различным каналам.

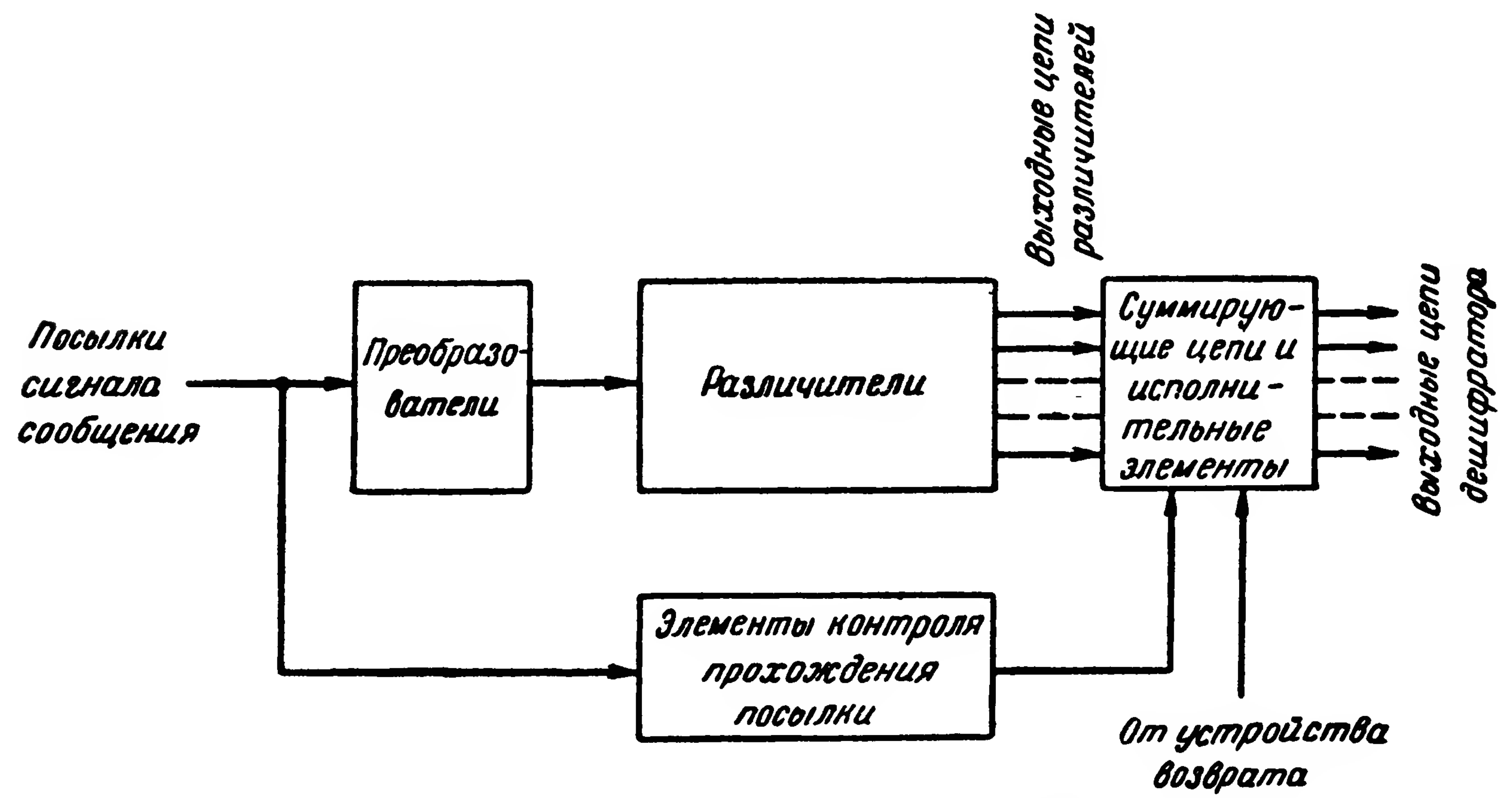


Рис. 8-1. Блок-схема дешифратора признака посылок.

Комбинационные дешифраторы строятся обычно из простых или запоминающих релейно-суммирующих схем.

В настоящей книге рассматриваются основные типы дешифраторов признаков посылок.

б) Составные части дешифраторов признаков посылок

В общем случае дешифратор того или иного признака посылок может включать в себя следующие составные части:

1) преобразователи;
2) различители;
3) элементы контроля прохождения посылки;
4) суммирующие схемы.

Блок-схема дешифратора изображена на рис. 8-1.

Преобразователи, используемые в схеме дешифратора, могут быть двух видов: формирующие (элементы формирования) и функциональные.

Элементы формирования используются для придания определенного значения неконтролируемым признакам посылки. Так, например, в дешифраторах длитель-

ности и частоты посылки часто применяются элементы формирования амплитуды. Применение элементов формирования позволяет повысить точность контроля кодового или защитного признака посылки (см. гл. 10—12 и 15).

Функциональный преобразователь устанавливает некоторую зависимость между значением контролируемого признака q посылки, подаваемой на его вход, и значением Q этого же или другого признака посылки, образуемой на его выходе, т. е. устанавливает функциональную зависимость вида

$$Q = f(q).$$

Так, например, в дешифраторе амплитуды посылок в качестве функционального преобразователя может использоваться усилитель для пропорционального увеличения их амплитуды до значения, необходимого для работы различителя. В частотном дешифраторе в качестве функционального преобразователя может применяться умножитель или гетеродинный преобразователь частоты.

В дешифраторах длительности посылок часто применяется преобразователь, устанавливающий пропорциональную зависимость между длительностью посылок на его входе и амплитудой посылок на выходе (см. гл. 11).

Применение функциональных преобразователей позволяет в ряде случаев упростить устройство и схемы различителей, а также повысить точность контроля признака посылки.

Различитель реагирует на один из признаков посылок, подаваемых на его вход. В зависимости от значения этого признака он по-различному воздействует на данную цепь. Воздействие может осуществляться в виде замыкания и размыкания контактов или изменения напряжения (тока) в соответствующей цепи.

Например, если при передаче различных сообщений на вход амплитудного различителя подаются посылки с двумя значениями амплитуд напряжения: $U_{1\,макс}$ и $U_{2\,макс}$, то он работает таким образом, что при амплитуде $U_{1\,макс}$ данная цепь остается разомкнутой, а при амплитуде $U_{2\,макс}$ она замыкается.

В качестве различителей могут применяться: для различения амплитуды посылок — реле с различными напряжениями срабатывания и ограничители; для различения длительности посылок — реле с замедлением на срабаты-

вание или отпускание и одновибраторы; для различения частоты посылок — фильтры. Различители являются важнейшей частью дешифратора.

Элементы контроля прохождения посылки обеспечивают такую работу дешифратора, что воздействие на исполнительные цепи происходит лишь после того, как признак посылки проконтролирован всеми различителями.

Данные элементы применяются в дешифраторах амплитуды и длительности посылок, а также в дешифраторах числа импульсов, поскольку значения этих признаков устанавливаются не сразу с начала действия посылки: амплитуда посылки возрастает в соответствии с крутизной переднего фронта ее, а длительность посылки и число импульсов в ней не могут быть установлены до ее окончания. В соответствии с этим в дешифраторах амплитуды элементы контроля прохождения посылки реагируют на начало посылки и обеспечивают замедление воздействия на исполнительные цепи до момента, пока амплитуда не нарастет до установившегося значения. В дешифраторах длительности посылок и числа импульсов в посылке эти элементы реагируют на начало и окончание посылки и как бы выдают разрешение на воздействие суммирующей схемы или различителей на выходные цепи лишь после того, как данный признак полностью проконтролирован.

Суммирующие схемы обеспечивают суммирование действий отдельных различителей и элементов контроля прохождения посылки. В соответствии с результатом суммирования суммирующие схемы воздействуют либо непосредственно на выходные цепи дешифратора, либо на его исполнительные элементы. Последние преобразуют воздействие суммирующих схем в форму, необходимую для воздействия на выходные цепи.

В результате этого преобразования могут быть увеличена мощность выходных импульсов, изменен род тока (переменный, постоянный) и пр.

По характеру воздействия на выходные цепи будем различать дешифраторы релейного и фильтрового типов.

В дешифраторах релейного типа параметр Q, характеризующий воздействие на выходную цепь, может изменяться скачком при весьма малом изменении значения контролируемого признака q. Пример графика зависимости Q от q для этого случая показан на рис. 8-2,*а*.

В дешифраторах фильтрового типа

между параметром Q и значением q существует непрерывная функциональная зависимость, примерный график которой показан на рис. 8-2,*в*.

Параметром Q может быть, например, амплитуда выходного напряжения, а параметром q — амплитуда, длительность или частота посылок на входе.

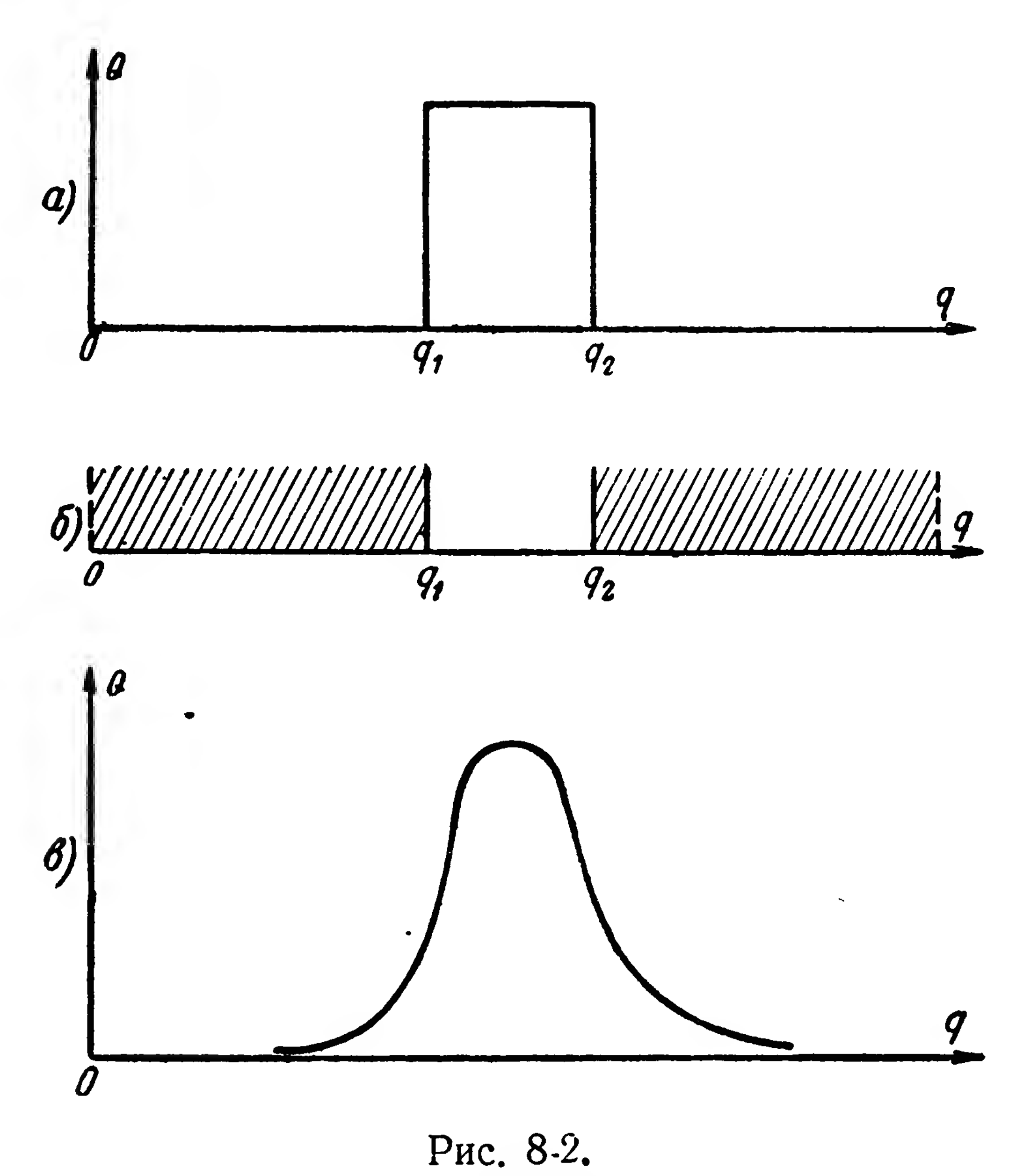


Рис. 8-2.

а — график зависимости параметра, характеризующего воздействие на выходную цепь дешифратора релейного типа, от значения контролируемого признака; *б* — расположение областей срабатывания и несрабатывания дешифратора релейного типа; *в* — характеристика избирательности дешифратора фильтрового типа.

Длительность воздействия дешифратора на выходные цепи может определяться:

1) длительностью контролируемой посылки и собственными временными параметрами элементов дешифратора;

2) действием специального устройства возврата, которое обычно бывает общим для нескольких дешифраторов в декодирующем устройстве.

Блок-схема на рис. 8-1 отображает составные части наиболее развитого дешифратора. В некоторых случаях отдельные части могут отсутствовать. Простейшие дешифраторы состоят из одних различителей.

в) Основные параметры дешифраторов признаков посылок

Основными для дешифратора являются параметры, характеризующие выполнение им контрольных функций. Такими параметрами для дешифратора релейного типа являются:

1) области надежного срабатывания;
2) области надежного несрабатывания;
3) число рабочих значений контролируемого признака.

На данную выходную цепь дешифратор релейного типа воздействует, если значение контролируемого им признака q лежит в некоторой непрерывной области, определяемой нижней границей q_1 и верхней q_2, так что $q_1<q<q_2$ (рис. 8-2,*б*).

Если значение q таково, что $q<q_1$ или $q>q_2$, то на данную выходную цепь дешифратор не воздействует.

Область значений контролируемого признака посылки, лежащая в пределах q_1—q_2, называется областью срабатывания, а область значений $q<q_1$ и $q>q_2$ — областью несрабатывания.

Значения q_1 и q_2, разделяющие области срабатывания и несрабатывания, называются контрольными значениями.

Ввиду нестабильности параметров элементов дешифратора контрольные значения q_1 и q_2 могут несколько смещаться в стороны бóльших и меньших величин. Для учета этого обстоятельства дешифратор обычно характеризуется областями надежного срабатывания и несрабатывания.

Областью надежного срабатывания называется область значений контролируемого признака, при которых дешифратор оказывает необходимое воздействие на данную выходную цепь при любых эксплуатационных условиях.

Областью надежного несрабатывания называется область значений контролируемого признака, при которых дешифратор не воздействует на выходную цепь при всех эксплуатационных условиях.

Для примера, показанного на рис. 8-3, область надежного срабатывания лежит в пределах $q_1' - q_2'$, а область надежного несрабатывания в пределах $q < q_1''$ и $q > q_2''$.

Между областями надежного срабатывания и надежного несрабатывания лежат области неустойчивой работы. Если значение контролируемого признака

лежит в этих областях, то дешифратор может как срабатывать, так и не срабатывать в зависимости от изменения параметров его элементов.

Понятие об областях надежного срабатывания и несрабатывания неприложимо к дешифраторам полярности посылок, поскольку данный признак может иметь лишь два дискретных значения, и к дешифраторам числа импульсов.

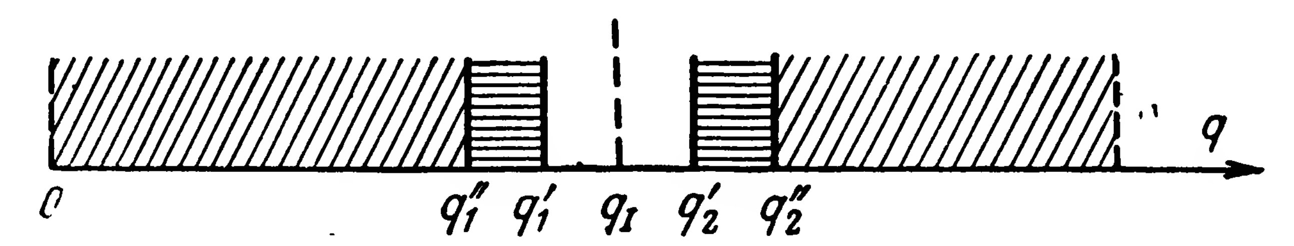


Рис. 8-3. Расположение областей надежного срабатывания, надежного несрабатывания и неустойчивой работы дешифратора релейного типа.

Очевидно, что точность контроля признака посылки будет тем выше, чем уже области надежного срабатывания и неустойчивой работы.

В ряде случаев, когда не предъявляется высоких требований к точности контроля признаков посылок, приме-

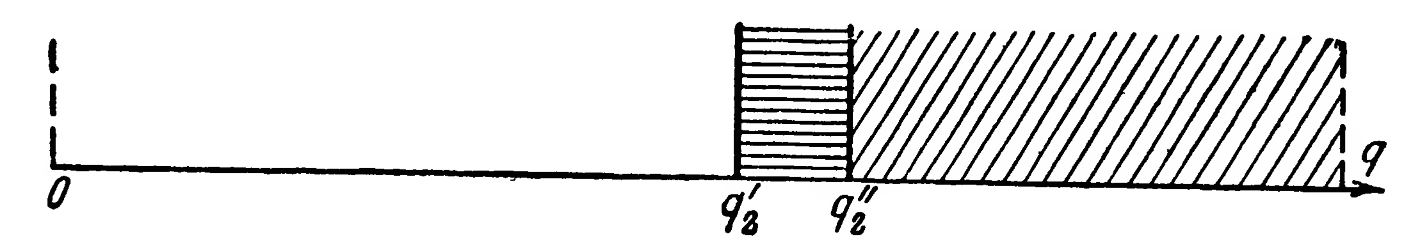


Рис. 8-4. Расположение областей надежного срабатывания и несрабатывания дешифратора релейного типа с односторонним контролем сверху.

няются дешифраторы с односторонним контролем сверху или снизу.

При одностороннем контроле сверху область надежного срабатывания лежит в пределах $0 — q_2'$, а область надежного несрабатывания—в пределах q_2''—∞ (рис. 8-4). При одностороннем контроле снизу область надежного срабатывания лежит в пределах q_1' — ∞, а область надежного несрабатывания — в пределах 0—q_1'' (рис. 8-5).

Практическими границами в таких дешифраторах могут быть не нуль и бесконечность, а значения $q_1' \ll q_2'$ при контроле сверху, а также $q_2' \gg q_1'$ при контроле снизу.

Среднее значение контролируемого признака в области надежного срабатывания будем называть **рабочим**.

Для случая, показанного на рис. 8-3, рабочее значение равно

$$q_I = \frac{q_1' + q_2'}{2}.$$

Дешифратор, воздействующий на несколько выходных цепей, характеризуется несколькими рабочими значениями

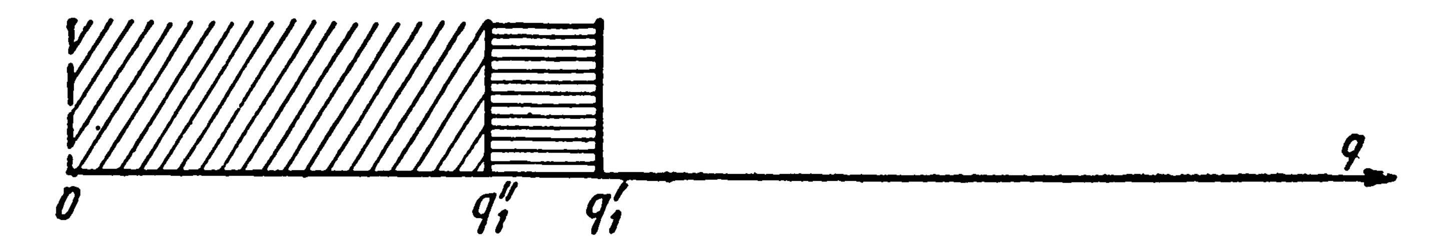


Рис. 8-5. Расположение областей надежного срабатывания и несрабатывания дешифратора релейного типа с односторонним контролем снизу.

контролируемого признака, лежащими в середине соответствующих областей срабатывания.

На рис. 8-6 приведен пример расположения областей надежного срабатывания и несрабатывания дешифратора трех рабочих значений контролируемого признака: q_I, q_{II} и

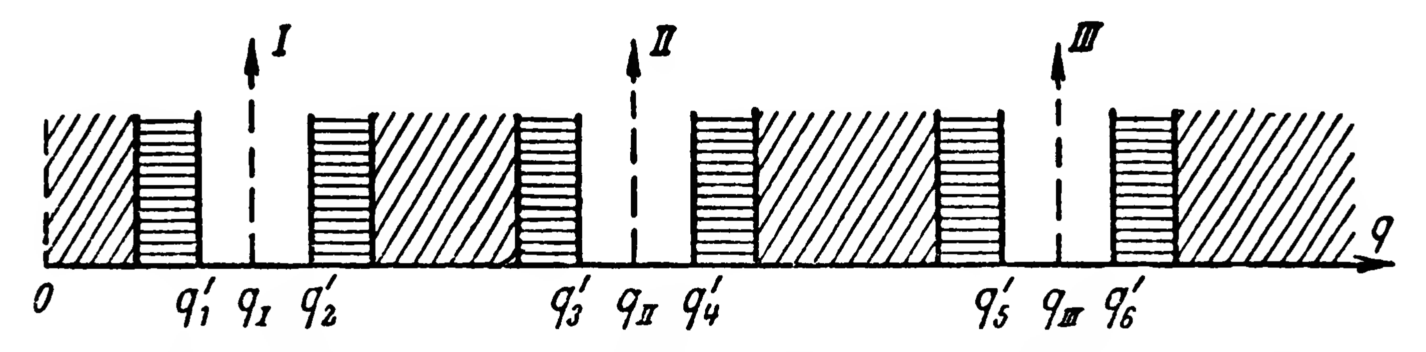


Рис. 8-6. Пример расположения областей надежного срабатывания, надежного несрабатывания и неустойчивой работы дешифратора трех рабочих значений контролируемого признака.

q_{III}. Если значение контролируемого признака лежит в пределах $q_1' < q < q_2'$, то дешифратор воздействует на выходную цепь *I*, а если в пределах $q_3' < q < q_4'$, то дешифратор воздействует на выходную цепь *II*, и т. д.

В примере, показанном на рис. 8-6, области неустойчивой работы для различных исполнительных цепей разделены областями надежного несрабатывания. Очень часто дешифраторы строятся таким образом, что области неустой-

чивой работы для различных исполнительных цепей перекрываются. Такой случай расположения областей приведен на рис. 8-7.

Контрольные функции дешифратора фильтрового типа характеризуются зависимостью

$$Q = f(q),$$

пример которой показан на рис. 8-2,*в*.

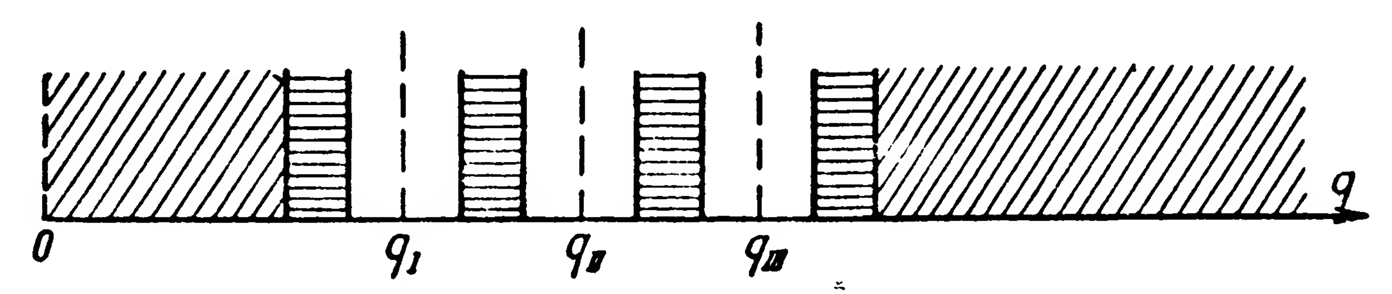


Рис. 8-7. Пример расположения областей надежного срабатывания и несрабатывания дешифратора релейного типа с перекрывающимися областями неустойчивой работы.

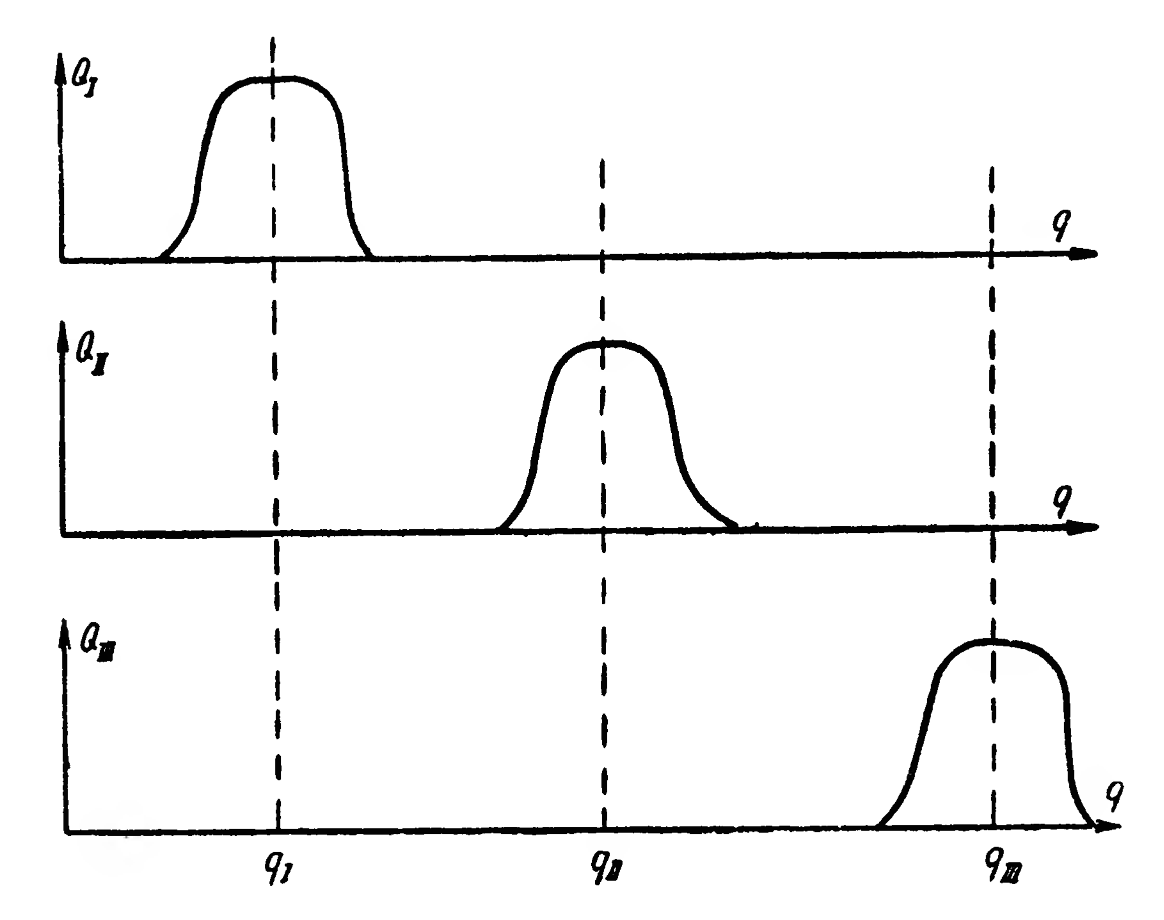


Рис. 8-8. Пример характеристик избирательности дешифратора фильтрового типа, воздействующего на три выходные цепи.

Эта зависимость называется **характеристикой избирательности**.

На рис. 8-8 приведен пример характеристики избирательности дешифратора трех рабочих значений контролируемого признака.

В данном случае Q_I, Q_{II} и Q_{III} — параметры, характеризующие воздействие дешифратора на выходные цепи *I*,

II и *III*. Как видно, данная форма кривых избирательности обеспечивает разделение воздействий посылок с различными значениями контролируемого признака на различные выходные цепи.

Если к выходу дешифратора фильтрового типа подключить реле или одновибратор, то он может быть преобразован в дешифратор релейного типа. Его область срабатывания q_1—q_2 (рис. 8-9) определяется характеристикой избирательности дешифратора фильтрового типа и параметром срабатывания $Q_{ср}$ реле или одновибратора.

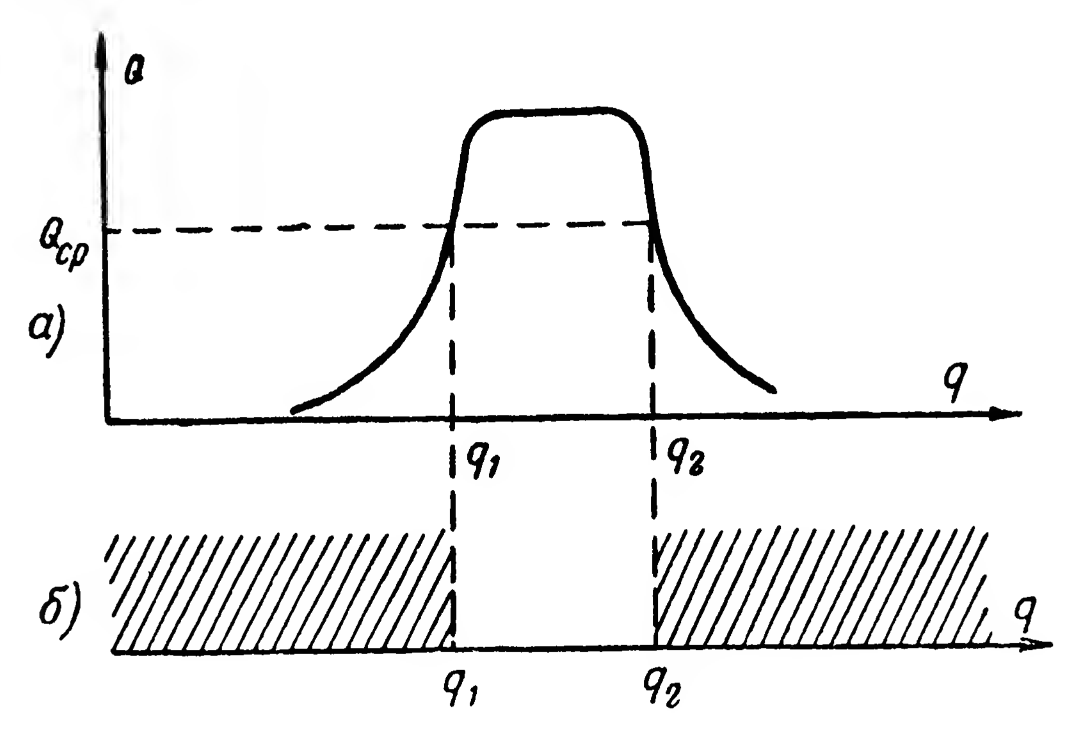


Рис. 8-9.

а — характеристика избирательности дешифратора фильтрового типа; *б* — расположение областей срабатывания и несрабатывания дешифратора релейного типа, получаемого путем подключения к дешифратору фильтрового типа реле или одновибратора с параметром срабатывания, равным $Q_{ср}$.

8-2. Общие сведения о шифраторах

а) Основные виды шифраторов

Шифраторы, используемые в кодирующих устройствах систем телеуправления и телеконтроля, так же как и дешифраторы, могут быть разделены на шифраторы признаков посылок и комбинационные.

Ш и ф р а т о р ы   п р и з н а к о в   п о с ы л о к обеспечивают придание каждой отдельной посылке сигнала сообщения необходимого значения того или иного признака.

По виду формируемого признака они разделяются на шифраторы полярности, амплитуды, длительности посылок и т. п.

Комбинационные шифраторы обеспечивают формирование сигнала сообщения с определенным порядком передачи посылок с различными значениями кодовых признаков по одному каналу либо с определенным порядком передачи этих посылок по различным каналам связи или сообщения.

На входные цепи комбинационного шифратора обычно воздействуют органы управления или контроля. Выходные цепи его связаны с шифраторами признаков посылок и распределителем кодирующего устройства.

Комбинационные шифраторы обычно строятся из простых или запоминающих релейно-суммирующих схем. В некоторых случаях в состав комбинационного шифратора входят также элементы формирования признаков отдельных посылок.

б) Составные части шифраторов признаков посылок

Шифраторы признаков посылок бывают двух типов:

1) шифраторы, изменяющие параметры генератора импульсов;

2) шифраторы-преобразователи.

При использовании шифраторов первого типа необходимое значение того или иного признака посылок форми-

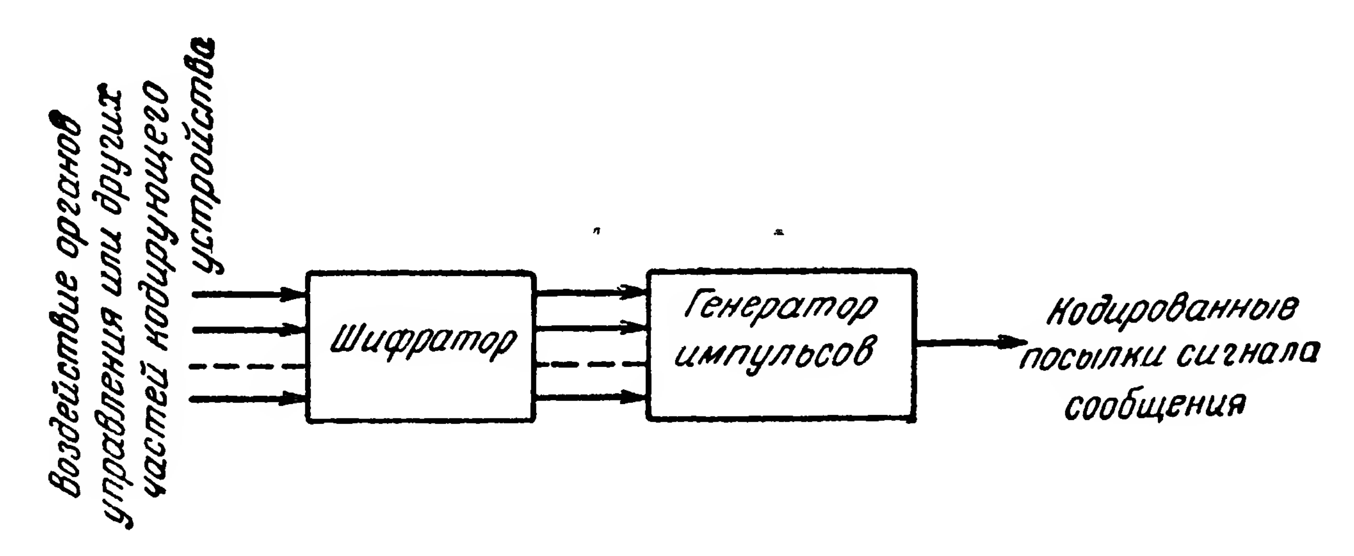


Рис. 8-10. Функциональная схема взаимодействия шифратора с генератором импульсов и другими частями кодирующего устройства.

руется генератором импульсов. Шифратор обеспечивает изменение значения этого признака при передаче различных сообщений.

На рис. 8-10 приведена функциональная схема взаимодействия шифратора, генератора импульсов и других частей кодирующего устройства. Генератор импульсов в рассматриваемом случае обычно содержит один или несколь-

ко элементов, определяющих значение данного признака посылок. Такие элементы называют **шифрующими**. Шифрующими элементами могут быть активные сопротивления, емкости, индуктивности, резонаторы и пр.

Для изменения значения данного признака посылок шифратор производит смену шифрующих элементов или изменяет их параметры.

Шифраторы, изменяющие параметры генератора, обычно состоят из переключающих схем,

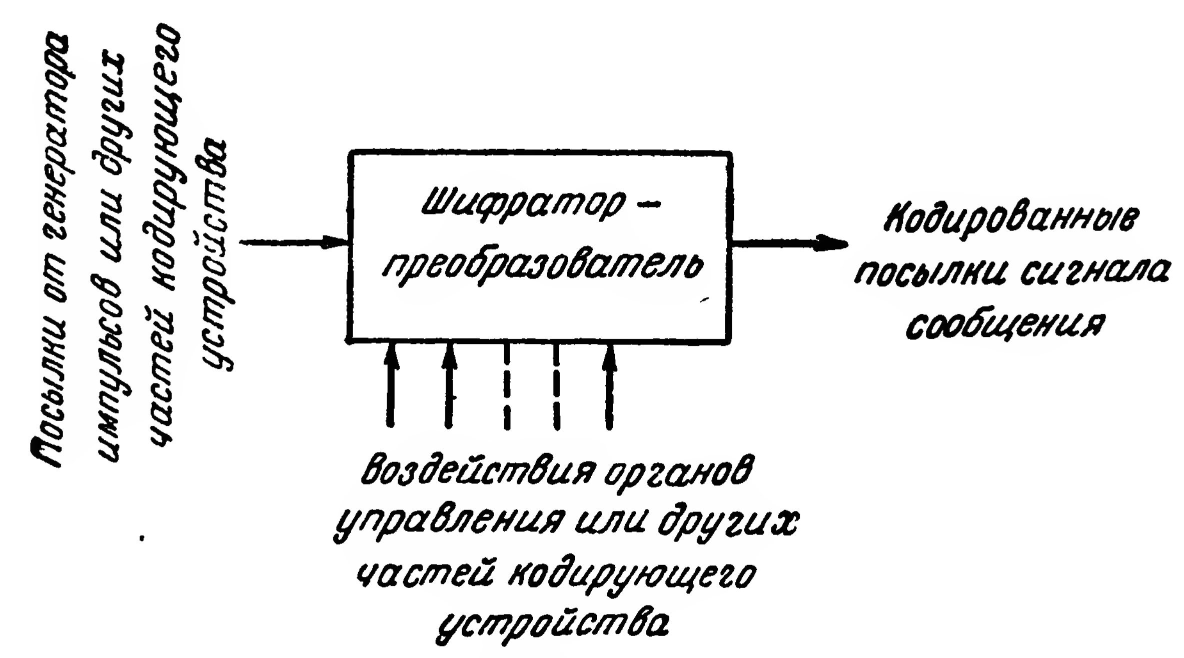


Рис. 8-11. Функциональная схема взаимодействия шифратора-преобразователя с другими частями кодирующего устройства.

шифрующих элементов и схем или устройств воздействия на параметры шифрующих элементов.

Переключающие схемы могут быть контактными и неконтактными. В последних используются выпрямители, ионные и электронные лампы или кристаллические триоды.

В качестве устройств воздействия на параметры шифрующих элементов могут использоваться изменяемые линейные и нелинейные сопротивления, реактивные лампы, дроссели с подмагничиванием и др.

Шифратор-преобразователь работает таким образом, что на его выходе формируются посылки с требуемыми различными значениями того или иного признака при подаче на вход посылок с постоянными или неточно установленными значениями этого признака.

На рис. 8-11 приведена функциональная схема взаимодействия шифратора-преобразователя с другими частями кодирующего устройства.

Так, например, на вход амплитудного шифратора-преобразователя подаются импульсы с постоянной амплиту-

дой, а на выходе амплитуда импульсов имеет различные рабочие значения в соответствии с кодом передаваемого сигнала сообщения. В качестве такого шифратора может использоваться, например, ограничитель амплитуды с изменяемым опорным напряжением.

Изменение величины опорного напряжения может производиться, например, с помощью потенциометрического делителя и переключающей схемы.

В качестве частотного шифратора-преобразователя могут использоваться различные схемы умножения или деления частоты. Изменение частоты посылок на выходе такого шифратора может производиться путем изменения параметров некоторых элементов схемы преобразования или замены этих элементов. Такими элементами могут быть, например, резонансные контуры или полосовые фильтры (см. гл. 15).

Элементы шифраторов-преобразователей, определяющие значение того или иного признака посылки на его выходе, также называются шифрующими.

Кроме схем преобразования и шифрующих элементов, шифраторы-преобразователи содержат также схемы переключения и устройства воздействия на параметры шифрующих элементов.

в) Основные параметры шифраторов признаков посылок

Основными для шифраторов являются параметры, характеризующие установку значений данного признака посылок.

Такими параметрами являются:

1) число рабочих значений устанавливаемого признака;
2) области расстройки и нестабильности.

Шифратор с одним рабочим значением признака устанавливает значение этого признака, лежащее лишь в одной определенной, достаточно узкой области, границы которой определяются различными дестабилизирующими факторами.

Шифратор с несколькими рабочими значениями признака в соответствии с посылаемой командой устанавливает те или иные значения этого признака.

Области расстройки и нестабильности характеризуют пределы, в которых может изменяться устанавливаемое значение данного признака при различных эксплуатационных условиях.

На рис. 8-12 приведен пример расположения областей расстройки и нестабильности шифратора длительности посылок с двумя рабочими значениями: $t_{\text{р}1}$ и $t_{\text{р}2}$. В данном случае шифратор имеет две области расстройки и нестабильности, в пределах которых могут лежать длительности формируемых им посылок.

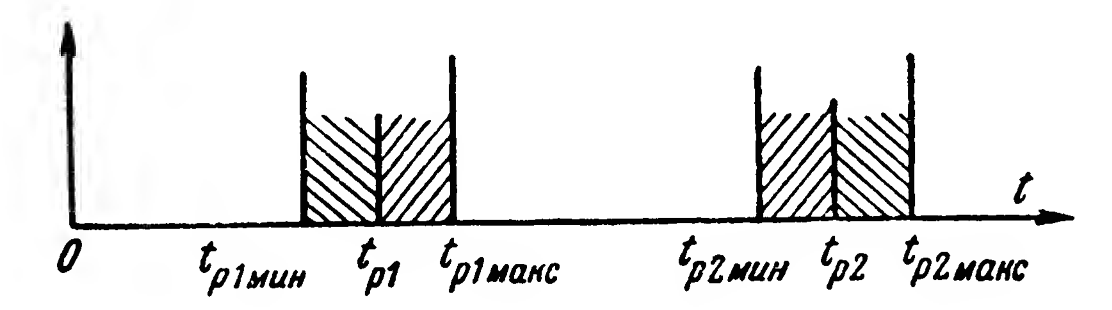


Рис. 8-12. Пример расположения областей расстройки и нестабильности шифратора двух рабочих значений длительности посылок.

При проектировании системы телеуправления области расстройки и нестабильности шифраторов и области надежного срабатывания соответствующих дешифраторов должны, очевидно, согласовываться так, чтобы ширина каждой области расстройки и нестабильности шифратора не превышала ширины соответствующей области надежного срабатывания дешифратора.

Глава девятая

ДЕШИФРАТОРЫ И ШИФРАТОРЫ ПОЛЯРНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

9-1. Общие сведения

а) Дешифраторы

Дешифраторы полярности импульсов обычно состоят лишь из различителей полярности. В качестве различителей полярности используются:

1) выпрямители;

2) поляризованные электромагнитные, магнитоэлектрические и электронно-контактные реле;

3) неконтактные реле и одновибраторы.

Выбор того или иного типа различителя определяется длительностью контролируемых импульсов и типом аппаратуры, используемой в других частях декодирующего устройства.

В ряде случаев дешифраторы полярности импульсов включают в себя инвертор полярности или преобразователь полярности в фазу синусоидальных колебаний.

Применение инвертора позволяет использовать в схеме дешифратора различители, реагирующие лишь на одну полярность импульсов, а применение преобразователя полярности в фазу синусоидальных колебаний облегчает усиление слабых импульсов контролируемого сигнала.

б) Шифраторы

Изменение полярности импульсов может производиться:

1) двумя или одной переключающими контактными группами;

2) одновибраторами и управляемыми генераторами;

3) неконтактными переключающими схемами с элементами формирования или инверторами.

9-2. Дешифраторы полярности импульсов

а) Дешифраторы полярности с выпрямителями

На рис. 9-1,*а* изображена принципиальная схема дешифратора полярности импульсов с выпрямителями. При положительной полярности входного напряжения u_1 образуется напряжение на сопротивлении нагрузки $R_{н1}$, а при отрицательной — на $R_{н2}$.

Импульсы напряжения, снимаемые с сопротивлений нагрузок $R_{н1}$ и $R_{н2}$, могут быть поданы на соответствующие выходные цепи или исполнительные элементы.

В схеме, приведенной на рис. 9-1,*б*, в качестве исполнительных элементов используются нейтральные электромагнитные реле. При положительной полярности входного напряжения u_1 срабатывает реле P_1, а при отрицательной — P_2.

Недостатком данной схемы являются малая чувствительность и сравнительно большая инерционность типовых нейтральных электромагнитных реле.

б) Дешифраторы полярности импульсов с поляризованными электромагнитными и электронно-контактными реле

Применение поляризованных электромагнитных и электронно-контактных реле позволяет получить лучшие показатели дешифратора в отношении инерционности и чув-

ствительности по сравнению со схемами с использованием выпрямителей и нейтральных электромагнитных реле.

На рис. 9-2 приведена схема с поляризованным электромагнитным трехпозиционным реле с одним положением покоя, а на рис. 9-3 — с двухпозиционным, имеющим два положения покоя.

В схеме на рис. 9-2 реле $P_{п}$ производит подключение выходной цепи *I* или *II* в зависимости от полярности вход-

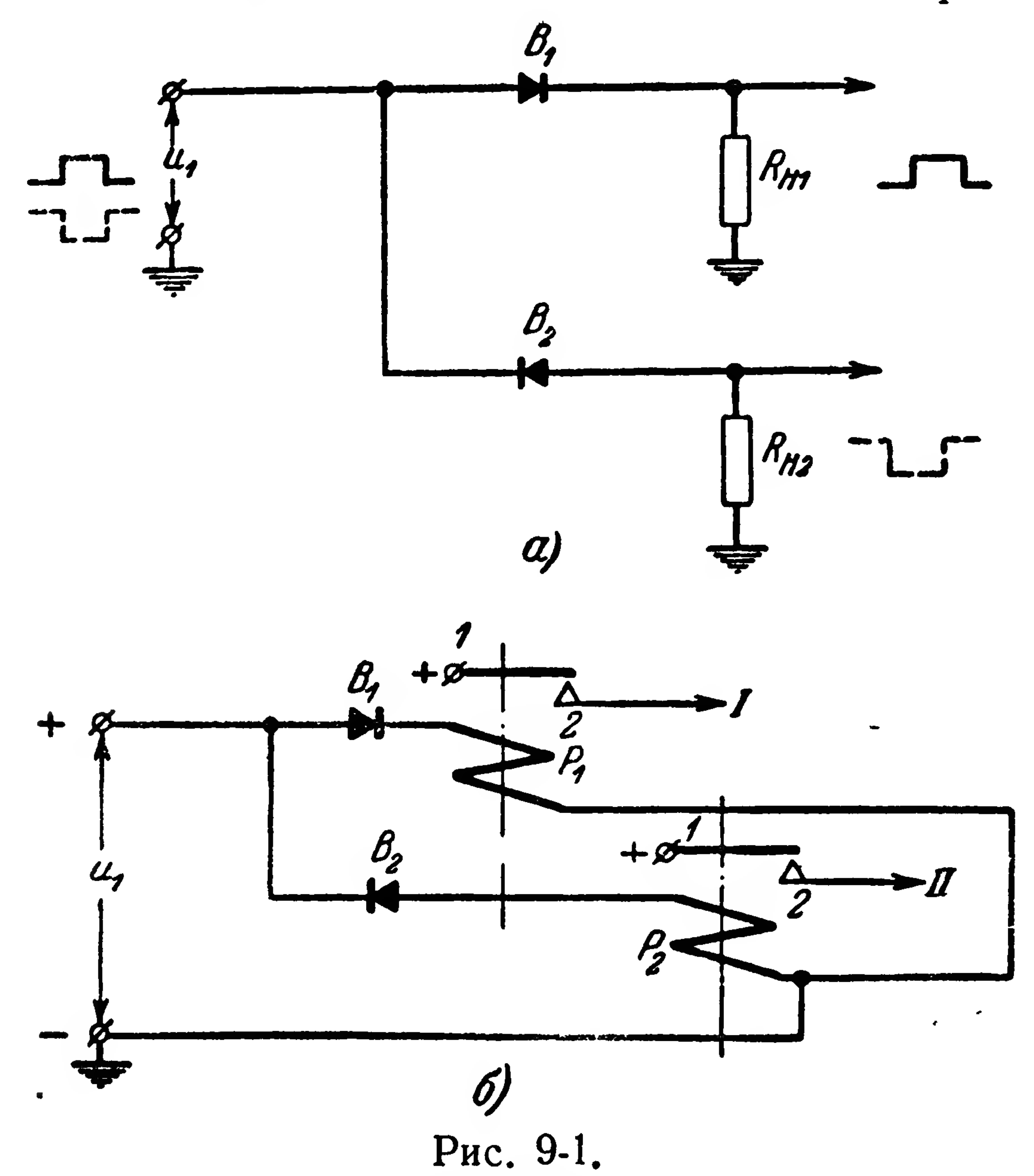


Рис. 9-1.

а — схема дешифратора полярности импульсов с выпрямителями; *б* — вариант схемы дешифратора полярности импульсов с выпрямителями и нейтральными электромагнитными реле.

ного напряжения u_1. При $u_1=0$ выходные цепи отключены. Аналогично может работать магнитоэлектрическое реле. В схеме на рис. 9-3 выходная цепь остается подключенной к источнику питания и после снятия входного напряжения u_1, т. е. при $u_1=0$, и отключается лишь если последующий импульс входного напряжения имеет полярность, обратную предыдущей. При этом подключается другая выходная цепь. Таким образом, данный дешифратор обеспечивает как различение, так и запоминание полярности воздействовавшего на него импульса. Такая работа дешиф-

ратора часто используется в схемах декодирующих устройств.

Различение полярности импульсов малой мощности может быть произведено дешифратором с электронно-кон-

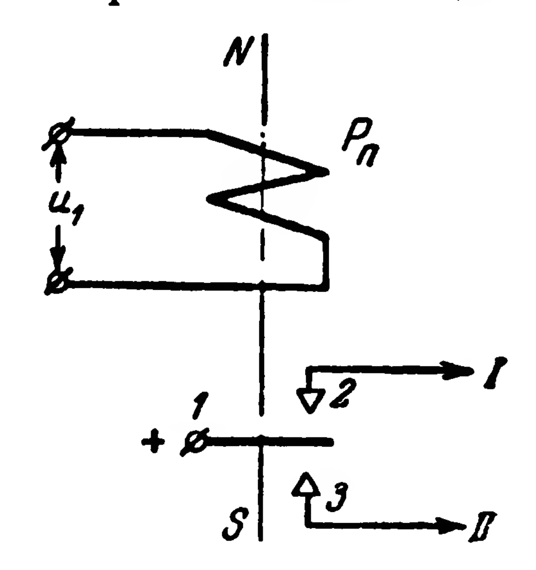


Рис. 9-2. Схема дешифратора полярности импульсов с поляризованным электромагнитным трехпозиционным реле с одним положением покоя.

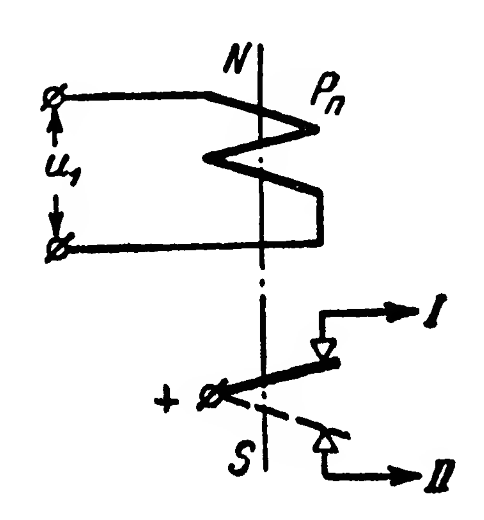


Рис. 9-3. Схема дешифратора полярности импульсов с поляризованным электромагнитным двухпозиционным реле с двумя положениями покоя.

тактным реле. Пример схемы такого дешифратора приведен на рис. 9-4.

В данной схеме обмотка поляризованного электромагнитного реле $P_п$ включается в диагональ моста, образуе-

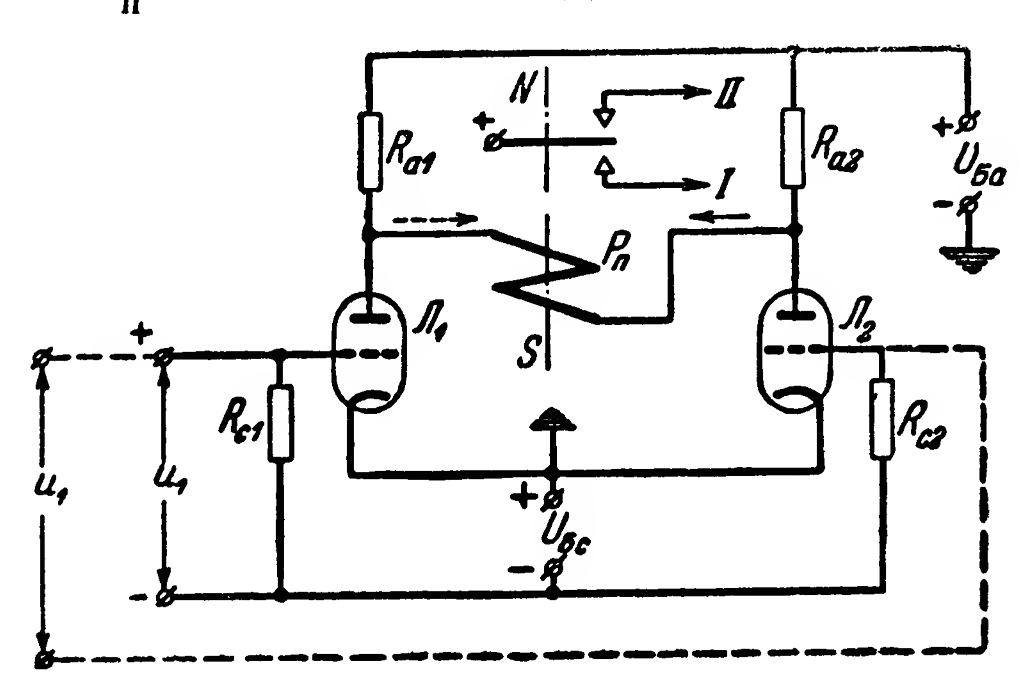


Рис. 9-4. Схема дешифратора полярности импульсов с электронно-контактным реле.

мого сопротивлениями $R_{а1}$, $R_{а2}$ и лампами $Л_1$, $Л_2$. Параметры моста подбираются такими, что при $u_1=0$ он был сбалансирован. При подведении входного напряжения u_1 изменяется сопротивление лампы $Л_1$, мост разбалансирует-

ся и в обмотке реле возникает ток. Так, в частности, при положительной полярности входного напряжения ток в обмотке протекает в направлении, показанном сплошной стрелкой, а при отрицательной — пунктирной.

Входное напряжение может подводиться и одновременно к сеткам обеих ламп, как показано на рис. 9-4 пунктиром. Легко видеть, что в этом случае напряжения на сетках обеих ламп имеют различные полярности, в соответствии с чем сопротивление одной лампы увеличивается, а другой уменьшается.

Аналогичная схема может быть собрана и на полупроводниковых триодах.

в) Дешифраторы полярности импульсов с неконтактными магнитными реле и гистерезисными элементами

В качестве различителей полярности импульсов в неконтактных дешифраторах используются магнитные дроссельные или трансформаторные реле, магнитные гистерезисные элементы, неконтактные реле и одновибраторы

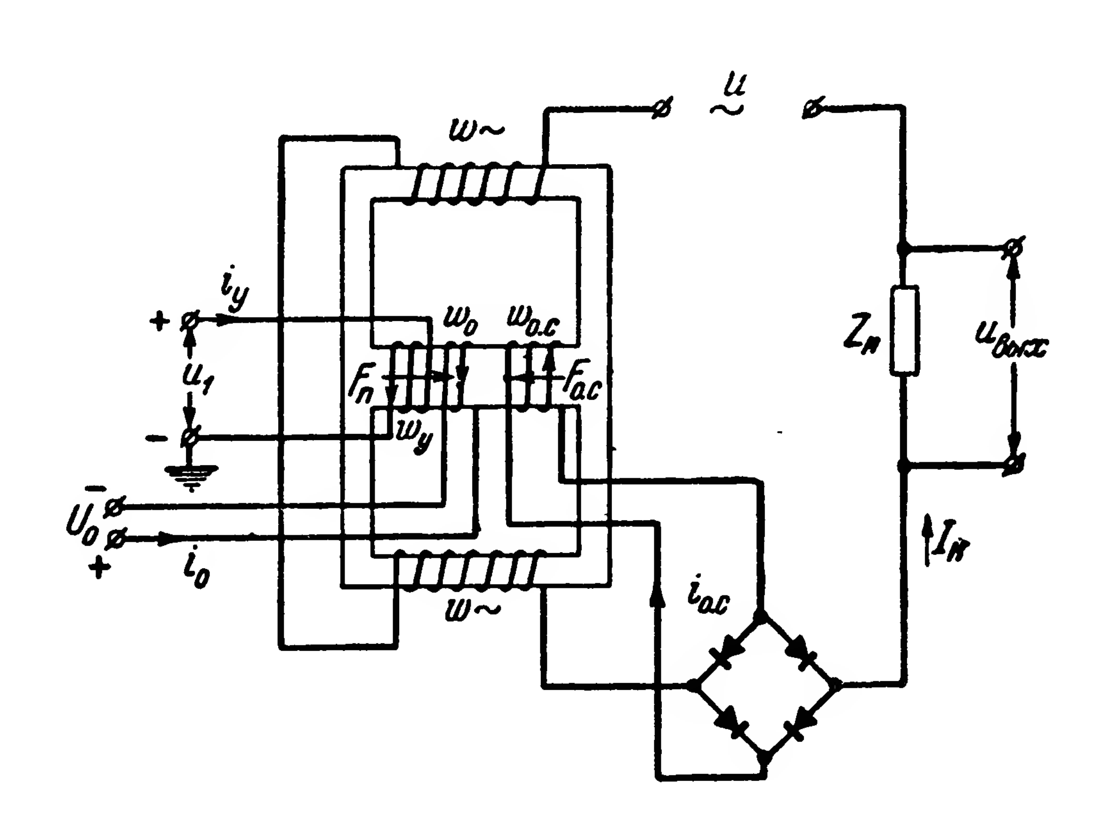


Рис. 9-5. Схема магнитного дроссельного реле.

с ионными и электронными лампами и полупроводниковыми триодами.

Все эти элементы, как правило, реагируют на полярность напряжения, подводимого к их входу.

На рис. 9-5 изображена схема дроссельного реле [Л. 66 и 73], а на рис. 9-6 — спусковая характеристика этого реле,

дающая зависимость тока $I_н$ в сопротивлении нагрузки $Z_н$ от н. с. подмагничивания:

$$F_п = i_у w_у + i_0 w_0,$$

где $w_у$ и w_0 — числа витков обмотки управления и обмотки начального смещения;

$i_у$ и i_0 — токи в этих обмотках.

Из спусковой характеристики видно, что при критическом значении $F_{п2}$ н. с. подмагничивания ток в нагрузке может скачком уменьшаться, а при $F_{п1}$ — увеличиваться. Для получения такого режима работы необходимо выполнение условия

$$K_{о.с} \approx \frac{w_{о.с}}{w_\sim} > 1,$$

где $w_{о.с}$ — число витков обмотки обратной связи;

$2w_\sim$ — число витков обмотки переменного тока;

$K_{о.с}$ — коэффициент обратной связи.

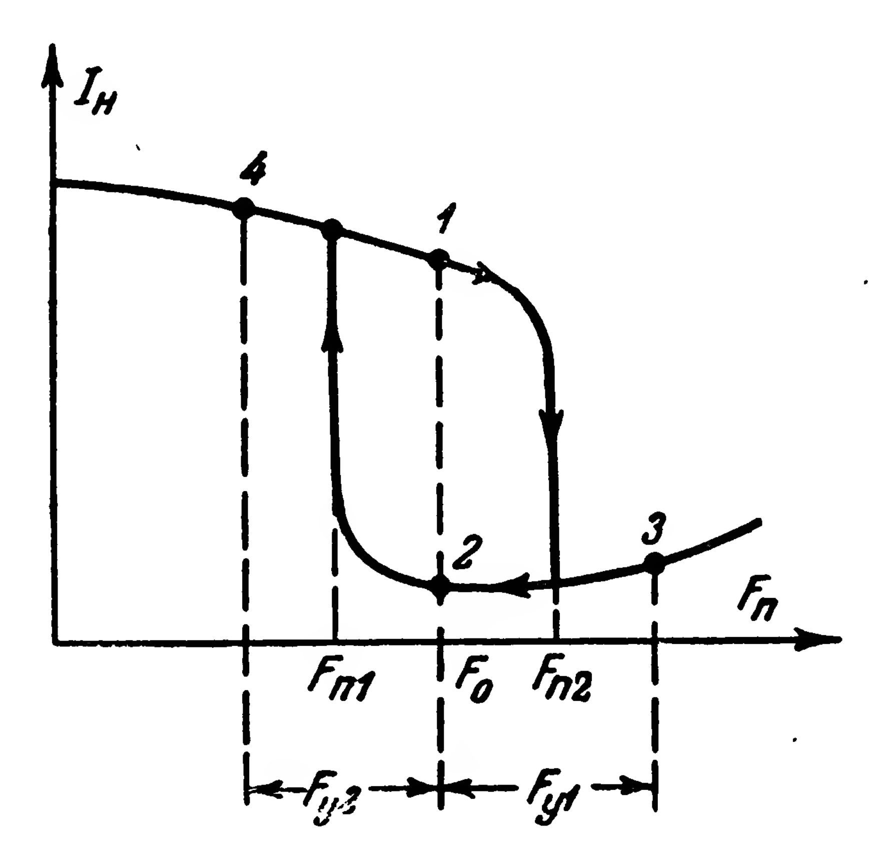


Рис. 9-6 Спусковая характеристика магнитного дроссельного реле.

Если н. с. начального смещения $F_0 = i_0 w_0$ выбрать, как показано на рис. 9-6, то реле будет иметь два положения покоя, характеризуемые точками *1* и *2*. В случае, когда начальный режим характеризуется точкой *1* и к обмотке управления подводится положительное напряжение u_1, обеспечивающее н. с. управления $F_{у1} = i_{у1} w_у > F_{п2} - F_0$, реле срабатывает и режим скачком переходит из точки *1* в точку *3*. При последующем снятии входного напряжения u_1 режим перейдет из точки *3* в точку *2* Аналогично при подаче на вход напряжения с обратной полярностью режим может быть переведен из точки *2* в точку *1*. Таким образом, данное реле работает как различитель полярности импульсов с запоминанием, т. е. состояние реле определяется полярностью последнего воздействовавшего на него импульса.

Если н. с. начального смещения выбрать такой, что $F_0 < F_{п1}$ или $F_0 > F_{п2}$, то реле будет иметь лишь одно положение покоя и может, следовательно, выполнять задачу различителя полярности импульса без запоминания, т. е. с прекращением воздействия импульса реле будет возвращаться в исходное положение. Используя два таких различителя, можно собрать схему дешифратора, обеспечивающего увеличение тока в различных цепях при подаче

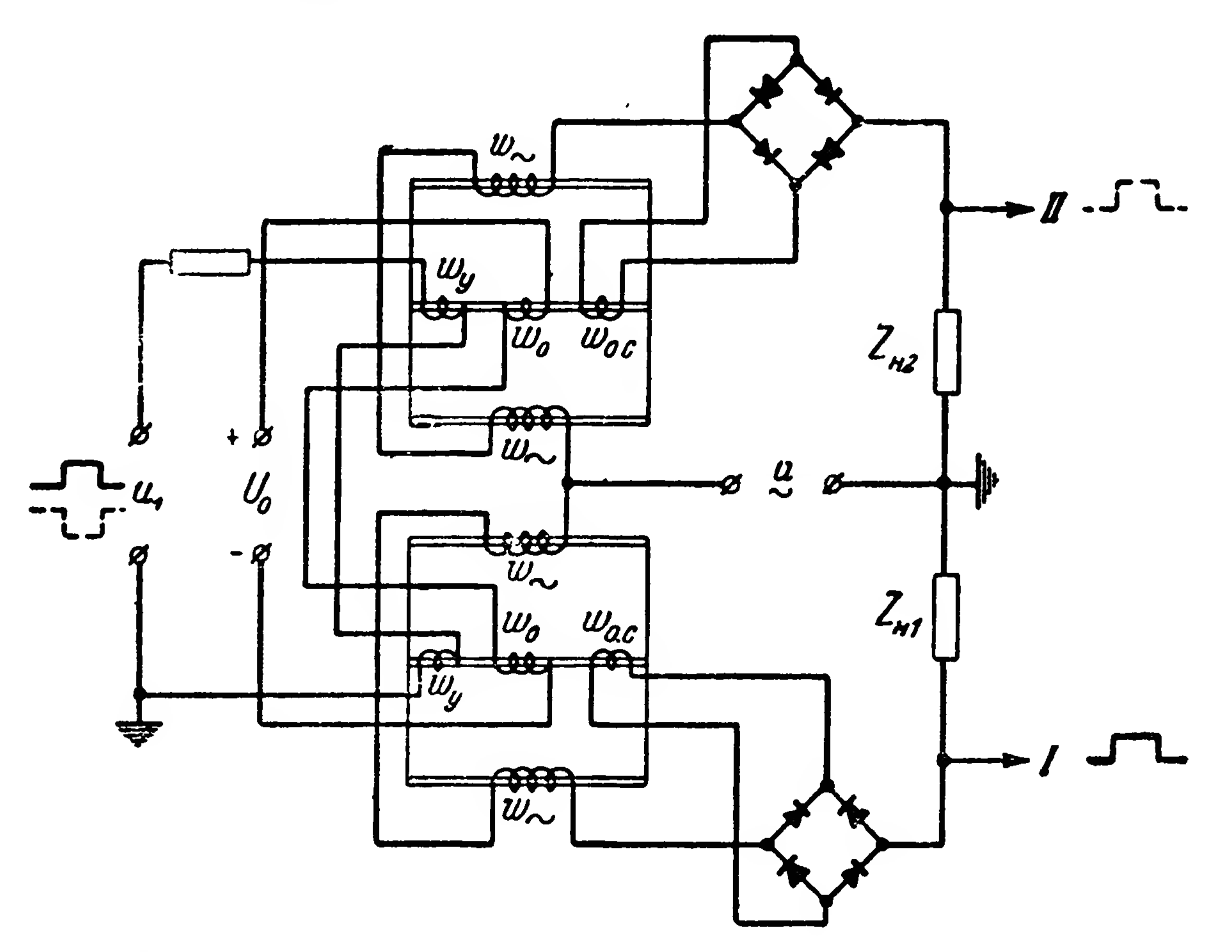


Рис. 9-7. Схема дешифратора полярности импульсов с магнитными дроссельными реле.

на его вход импульсов с различными полярностями. Схема такого дешифратора приведена на рис. 9-7.

Включение обмоток $w_у$ и w_0 и величина н. с. начального смещения F_0 в этой схеме могут быть выбраны такими, что, например, при подаче положительного импульса входного напряжения значительно увеличивается ток в сопротивлении $Z_{н1}$, а при подаче отрицательного импульса — в $Z_{н2}$.

Аналогичный дешифратор может быть построен с магнитными трансформаторными реле [Л. 66 и 73].

Схемы с дроссельными и трансформаторными реле отличаются высокой надежностью и большим сроком службы.

Недостатком этих реле является сравнительно большая инерционность, примерно такая же, как и у электромагнит-

ных реле. Схемы со значительно бóльшим быстродействием, реагирующие на импульсы длительностью в несколько миллисекунд и даже десятые доли миллисекунды, могут быть получены с помощью магнитных гистерезисных элементов.

Принципиальная схема такого элемента приведена на рис. 9-8. Он представляет собой импульсный трансформатор, сердечник которого выполняется из материала, имеющего форму петли гистерезиса, весьма близкую к прямоугольной (рис. 9-9). В качестве подобных материалов используются сплавы типа пермаллой и ферриты. На сердечнике располагаются обмотки управления $w_у$, начального смещения w_0 и вторичная w_2. Если токи в обмотках w_0 и $w_у$ и следовательно, напряженности поля начального смещения H_0 и поля управления $H_у$ равны нулю, то магнитное состояние сердечника может характеризоваться точкой *1* или *2* (рис. 9-9) в зависимости от направления предварительного намагничения.

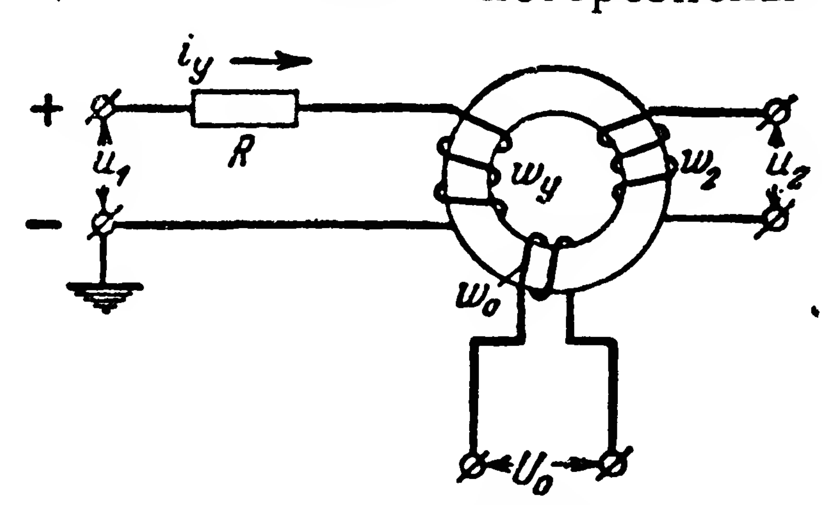


Рис. 9-8. Схема гистерезисного элемента.

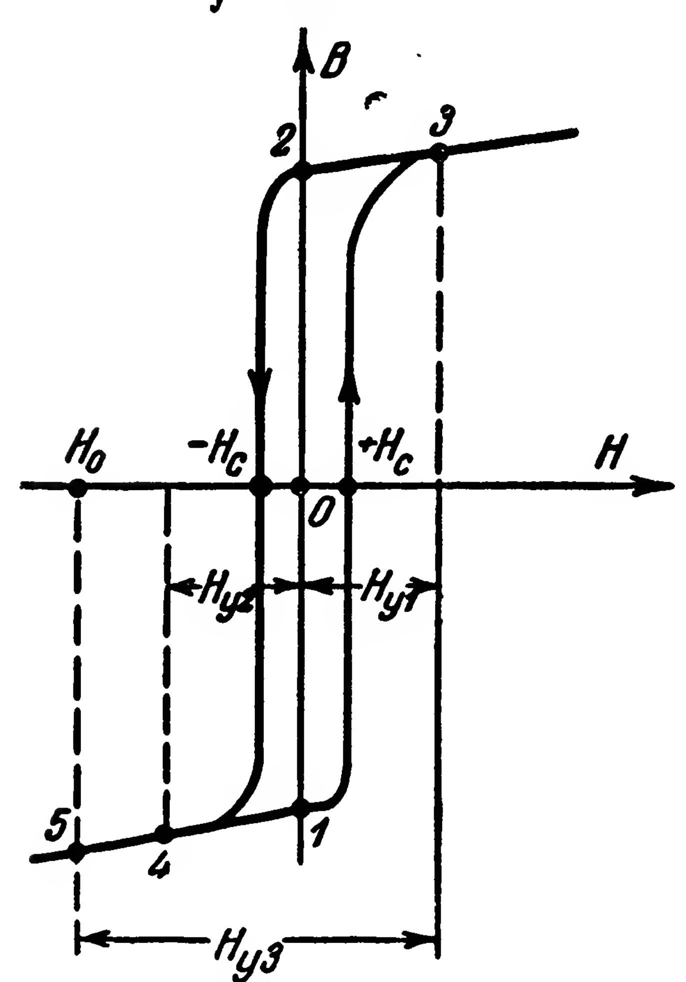


Рис. 9-9. Характеристика намагничения гистерезисного элемента.

Допустим, что магнитное состояние сердечника характеризуется точкой *1* (условно считают, что сердечник переключен «вниз»). При подаче входного напряжения u_1 с положительной полярностью, обеспечивающего образование поля с напряженностью $H_{у1}$ как показано на рис. 9-9, сердечник перемагнитится (переключится «вверх») и состояние его будет характеризоваться точкой *3*. Во вторичной обмотке при этом индуктируется импульс *1* э. д. с. u_2, показанный на рис. 9-10,*а*. При последующем снятии входного напряжения, т. е. при $u_1=0$,

точка, характеризующая намагничение сердечника, перейдет в положение 2 (рис. 9-9).

Изменение магнитного потока в данном случае весьма мало, поэтому амплитуда э. д. с., индуктируемой во вторичной обмотке, будет также малой (импульс 2, рис. 9-10,*а*).

Если к обмотке управления повторно подвести импульс напряжения u_1 с положительной полярностью, то точка, характеризующая намагниченность сердечника, перейдет из

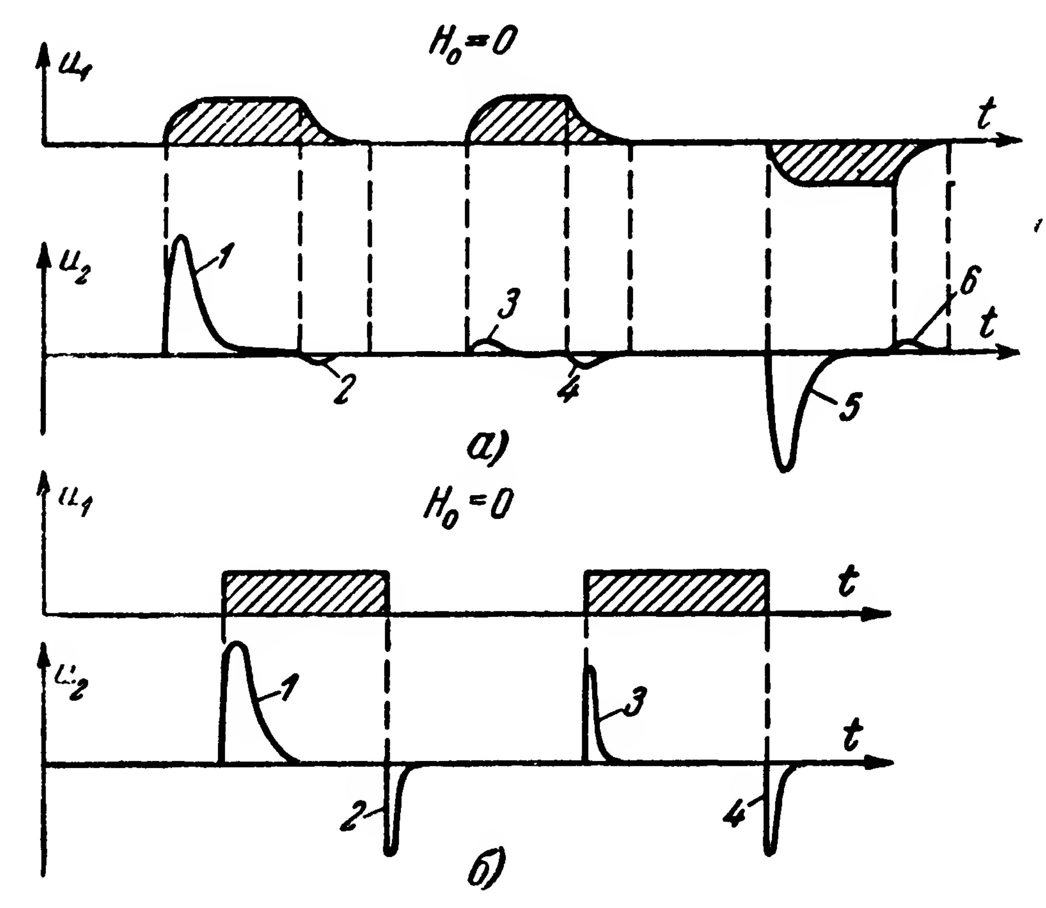


Рис. 9-10. Кривые зависимости от времени напряжений на первичной и вторичной обмотках гистерезисного элемента.

а — в случае небольшой крутизны фронтов импульса на первичной обмотке; *б* — при прямоугольной форме этих импульсов.

положения 2 в положение 3 (рис. 9-9) и при снятии входного напряжения обратно в положение 2. Электродвижущая сила, наводимая во вторичной обмотке, при этих переходах будет также весьма малой (импульсы 3 и 4, рис. 9-10,*а*).

При подведении импульса входного напряжения u_1 с отрицательной полярностью сердечник переключится «вниз» и характеризующая точка перейдет из положения 2 в положение 1 (рис. 9-9). Во вторичной обмотке в этом случае наводятся импульсы э. д. с. 5 и 6, показанные на рис. 9-10,*а*.

Импульсы 1 и 5, индуктируемые в обмотке w_2 при перемагничивании сердечника вверх или вниз, в дальнейшем

будем называть рабочими, а остальные импульсы u_2, получаемые без перемагничивания, — паразитными.

Амплитуда и форма кривой э. д. с., индуктируемой в обмотке w_2, зависят не только от изменения потока в сердечнике по величине и направлению, но и от скорости протекания переходного процесса. Вследствие этого амплитуда и длительность импульса э. д. с. u_2 зависят от крутизны переднего и заднего фронтов импульса напряжения u_1 и величины сопротивления R, подключаемого последовательно с обмоткой $w_у$.

Графики, приведенные на рис. 9-10,*а*, относятся к случаю, когда крутизна переднего и заднего фронтов невелика, а сопротивление R достаточно большое. На рис. 9-10,*б* показаны импульсы э. д. с. u_2, получаемые при большой крутизне фронтов импульса напряжения u_1. Как видно из рисунка, с увеличением крутизны фронта импульсов u_1 амплитуда паразитных импульсов увеличивается и приближается к амплитуде рабочих импульсов. Это обусловлено тем, что в начальный отрезок времени при прохождении переднего фронта импульса, когда ток в цепи обмотки $w_у$ еще мал, напряжение u_1 должно уравновешиваться э. д. с., наводимой в обмотке $w_у$ вследствие изменения потока в сердечнике. Если максимальное значение u_1 устанавливается быстро, то скорость изменения потока в сердечнике должна быть большой, что обусловливает наведение большой э. д. с. и в обмотке w_2. Аналогичный процесс происходит и при уменьшении напряжения u_1 — при прохождении заднего фронта импульса.

Длительность паразитных импульсов получается значительно меньшей, чем длительность рабочих импульсов. Это обусловлено тем, что когда перемагничивания сердечника не происходит, магнитная проницаемость его материала мала, а следовательно, малы индуктивность обмотки $w_у$ и постоянная времени ее цепи. Длительность переходного процесса при этом также уменьшается.

С уменьшением сопротивления R (рис. 9-8) амплитуда паразитного импульса *3* (см. рис. 9-10,*б*) увеличивается, а импульсов *2* и *4* — уменьшается. Длительность паразитных импульсов при этом увеличивается.

При соответствующем формировании крутизны фронтов импульсов напряжения u_1 и выборе сопротивления R амплитуда и длительность паразитных импульсов могут

быть получены весьма малыми, как это показано на рис. 9-10,*а*.

Имеются и другие способы уменьшения амплитуды паразитных импульсов (см. § 13-3).

Таким образом, при отсутствии начального подмагничивания ($H_0=0$) магнитный гистерезисный элемент (рис. 9-8) выполняет задачу различителя полярности импульсов с запоминанием.

Если установить начальное смещение с напряженностью поля $|H_0|>H_c$, где H_c — коэрцитивная сила материала

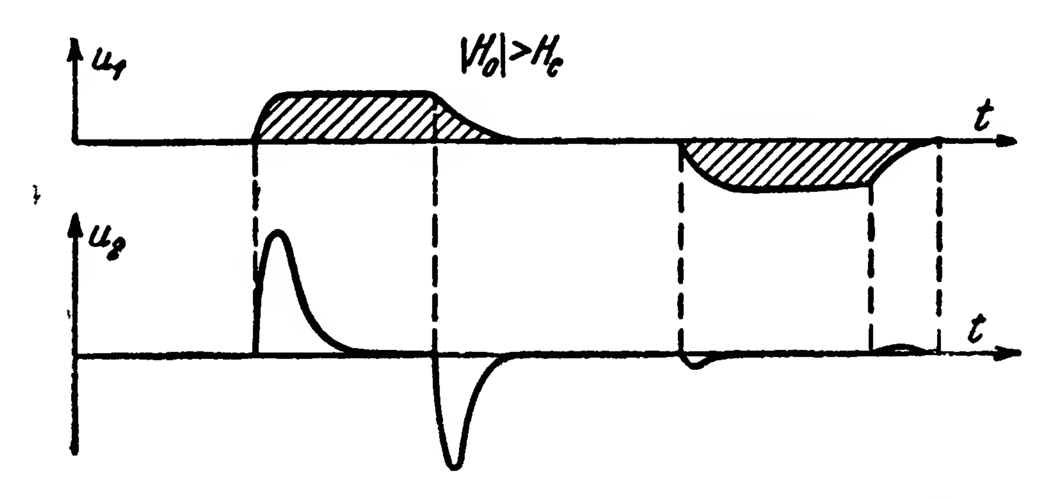


Рис. 9-11. Кривые зависимости от времени напряжений на первичной и вторичной обмотках гистерезисного элемента при наличии начального подмагничивающего тока.

сердечнника, то при $H_у=0$ возможно лишь одно состояние его намагниченности. Так, в частности, для примера, показанного на рис. 9-9, намагниченность сердечника при $H_у=0$ и $|H_0|>H_c$ характеризуется точкой *5*.

Легко видеть, что в этом случае гистерезисный элемент может выполнять задачу различителя полярности импульса без запоминания. Так, например, при образовании поля $H_{у3}$ точка, характеризующая намагниченность сердечника, будет переходить из положения *5* в положение *3*, а при снятии этого поля возвращаться в положение *5*. Во вторичной обмотке при этом наводятся два импульса э. д. с. (см. рис. 9-11): один с началом действия входного напряжения, а другой — с окончанием его. При необходимости один из этих импульсов может быть устранен путем включения в цепь вторичной обмотки выпрямителя. На рис. 9-12 приведена схема дешифратора полярности импульсов с гистерезисными элементами.

В дальнейшем магнитные гистерезисные элементы с расположенными на них обмотками будем изображать,

как показано на этом рисунке. Условимся также, что при протекании тока в направлении от начала обмотки (*н*) к концу (*к*) намагничивающая сила, создаваемая этим током, направлена вверх, а при обратном направлении тока — вниз. В соответствии с этим при увеличении магнитного потока в направлении снизу вверх в обмотке индуктируется э. д. с. в направлении от (*к*) к (*н*), а при увеличении потока в обратном направлении — от (*н*) к (*к*).

Включение обмоток $w_у$ и w_0 и напряженность поля на-

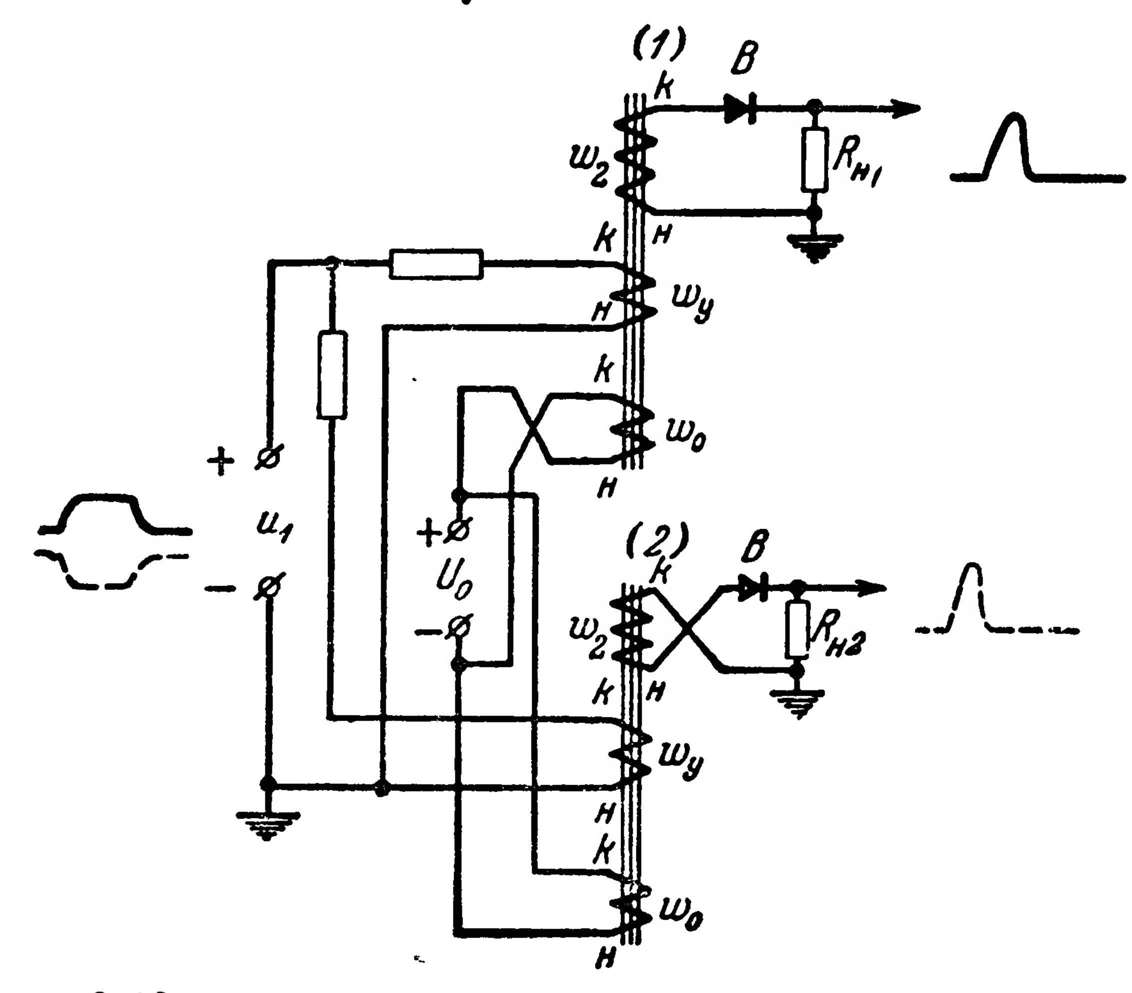


Рис. 9-12. Схема дешифратора полярности импульсов с гистерезисными элементами.

чального смещения H_0 в этой схеме выбраны такими, что при подаче положительного импульса входного напряжения u_1, как это показано на рисунке, н. с., создаваемая током в обмотке $w_у$ в элементе *1*, направлена в сторону, противоположную направлению начального подмагничивания, а в элементе *2* — в ту же сторону, поэтому переключается вниз (перемагничивается) лишь элемент *1*. При этом в его обмотке w_2 индуктируется э. д. с. в направлении от (*н*) к (*к*) и на сопротивлении нагрузки $R_{н1}$ образуется импульс напряжения. С отключением напряжения u_1, т. е. при $u_1=0$, под действием н. с., образуемой током в обмотке w_0, элемент *1* переключается вверх. Электродвижущая сила в обмотке w_2 в этом случае направлена от (*к*) к (*н*), однако благодаря действию выпрямителя *B* на-

пряжение на сопротивлении $R_{н1}$ в этом случае мало. При подключении напряжения u_1 с отрицательной полярностью переключается элемент *2* и импульс напряжения образуется на сопротивлении $R_{н2}$.

г) Дешифраторы полярности импульсов с ионными и электронными лампами и полупроводниковыми реле и одновибраторами

Задачи различителей полярности импульсов с релейным воздействием на выходные цепи могут выполнять реле и одновибраторы, собранные на ионных и электронных лампах или кристаллических триодах.

Дешифраторы полярности импульсов с одновибраторами строятся путем использования двух одновибраторов, один из которых запускается положительным импульсом, а другой — отрицательным.

Запуск одновибраторов импульсами различных полярностей производится путем подачи этих импульсов к различным точкам схемы одновибраторов, например к управляющей сетке и катоду или сеткам различных ламп.

В дешифраторах с неконтактными ионными, электронными или полупроводниковыми реле могут использоваться:

1) двухпозиционные реле (триггерные схемы [Л. 18 и 72]) с двумя положениями покоя (положениями устойчивого равновесия при отсутствии внешнего импульса); такое реле может работать как дешифратор полярности импульсов с запоминанием;

2) двухпозиционные реле с одним положением покоя; для построения дешифратора в этом случае потребуются два реле, реагирующие на импульсы различных полярностей;

3) трехпозиционные реле с одним положением покоя; такое реле может выполнять задачу дешифратора полярности импульсов без запоминания.

Ионные реле и одновибраторы с безнакальными тиратронами отличаются быстродействием, надежностью в работе и большим сроком службы. Они позволяют дешифрировать импульсы с длительностью в несколько десятков микросекунд при частоте следования импульсов до нескольких килогерц.

На рис. 9-13 приведена схема дешифратора полярности импульсов с двумя одновибраторами, собранными на безнакальных тиратронах T_1 и T_2. Параметры схемы подбираются таким образом, что в исходном положении (при

$u_1=0$) тиратроны T_1 и T_2 погашены. Входное напряжение u_1 подается на пусковой анод тиратрона T_1 и катод тиратрона T_2. Таким образом, при положительном входном напряжении зажигается тиратрон T_1, а при отрицательном — T_2. Сопротивления в цепях анодов $R_а$ выбираются большими, так что горение тиратрона происходит за счет разряда конденсаторов C. Время разряда этих конденсаторов определяет длительность выходных импульсов.

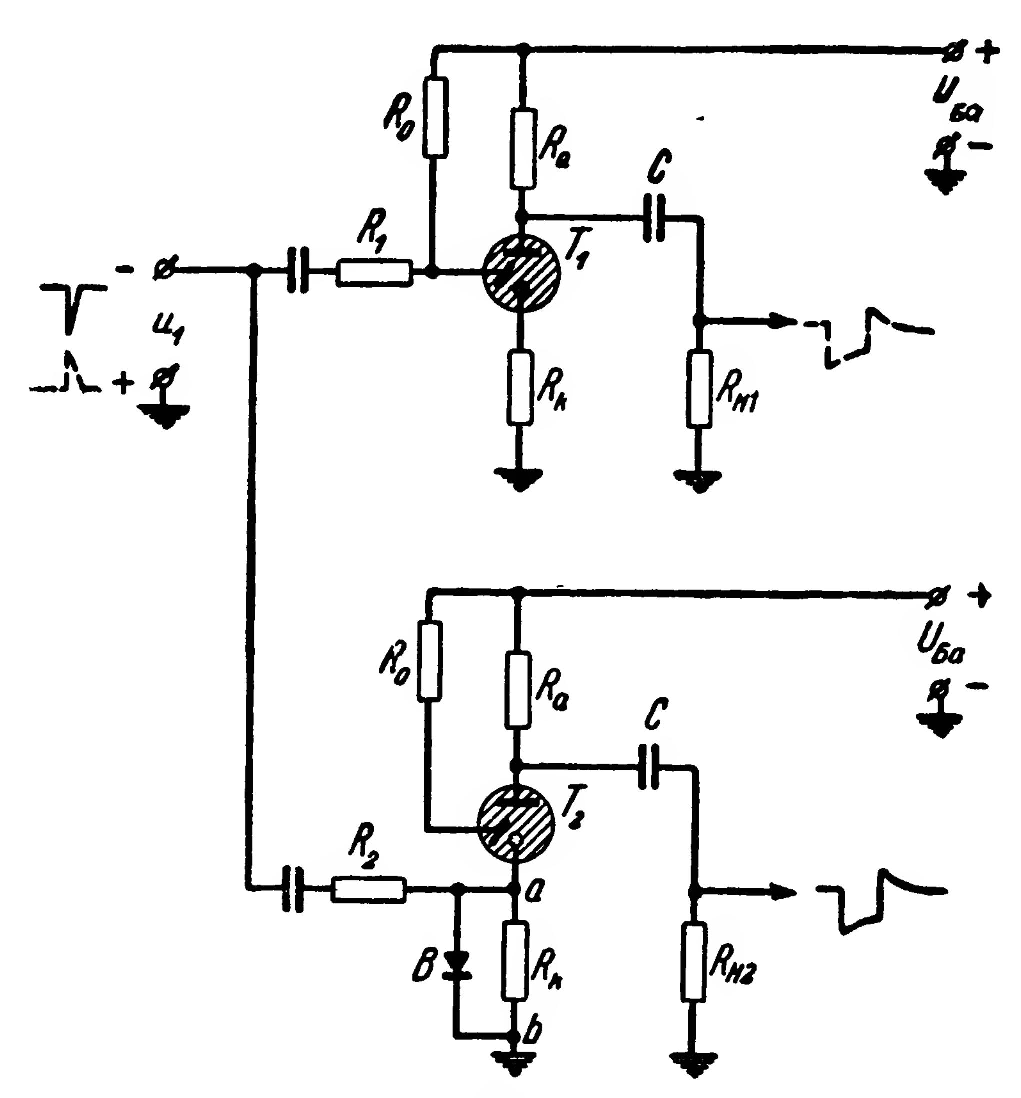


Рис. 9-13. Схема дешифратора полярности импульсов с одновибраторами на тиратронах.

Сопротивление R_2 и выпрямитель B служат для устранения взаимосвязи между схемами одновибраторов. При поджигании тиратрона T_2 на сопротивлении в цепи его катода образуется положительный импульс напряжения, который может поджечь тиратрон T_1. Выпрямитель B уменьшает сопротивление в цепи катода тиратрона T_2 в направлении протекания тока тиратрона, а сопротивление R_2 уменьшает коэффициент передачи напряжения, образуемого между точками a и b, в цепь управляющего анода тиратрона T_1.

На рис. 9-14 изображена принципиальная схема дешифратора полярности импульсов с трехпозиционным тиратронным реле.

Параметры схемы выбираются такими, что в исходном положении (при $u_1=0$) горит тиратрон T_3, а тиратроны T_1 и T_2 погашены.

Если на вход дешифратора подать напряжение u_1 с полярностью, указанной на рисунке, то это обусловит подачу на пусковой анод тиратрона T_1 положительного напряжения, а на пусковые аноды тиратронов T_2 и T_3 — отрицательного.

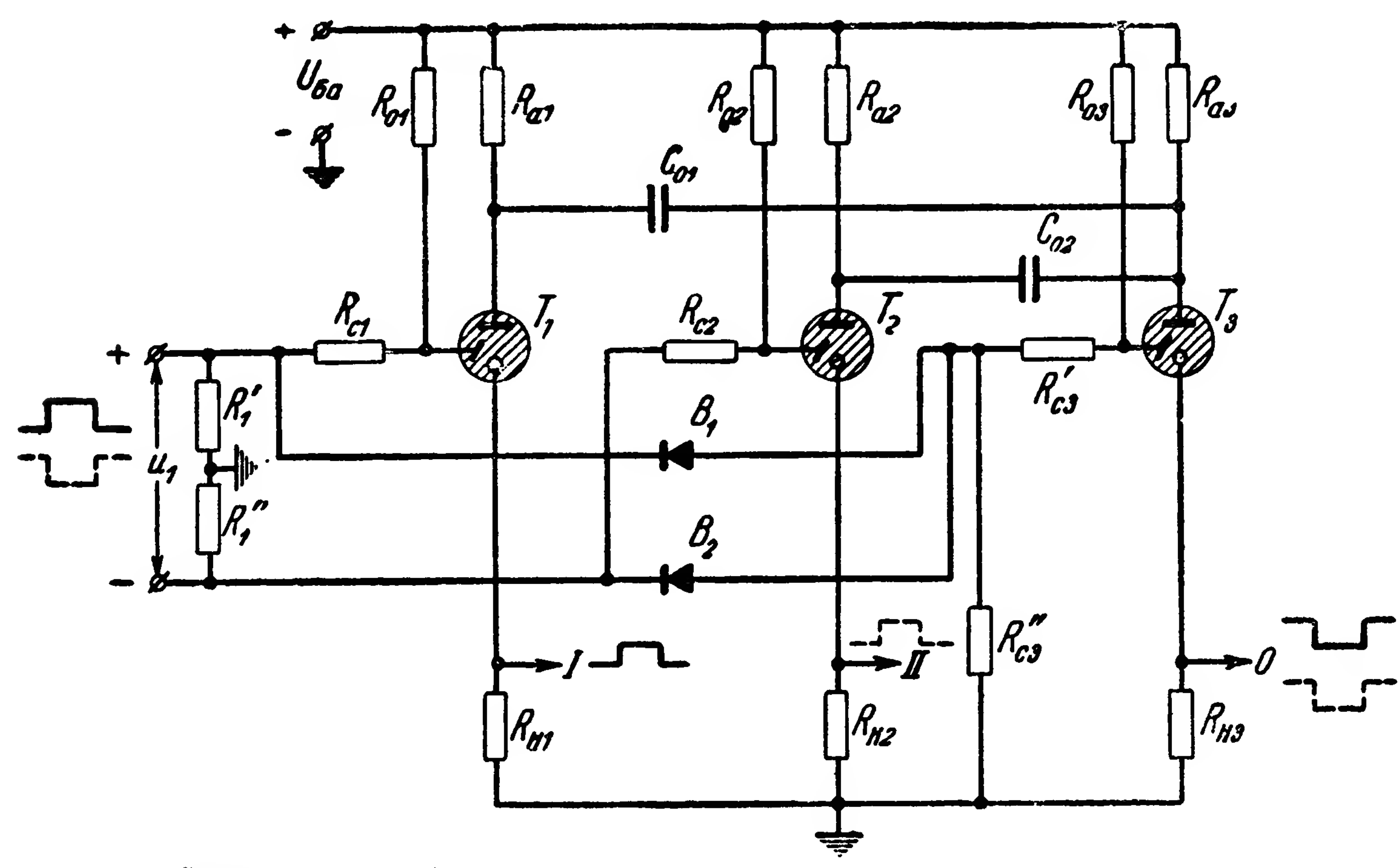


Рис. 9-14. Схема дешифратора полярности импульсов с трехпозиционным тиратронным реле.

Тиратрон T_1 зажжется, и вследствие наличия опрокидывающего конденсатора C_{01} тиратрон T_3 погаснет. Так как на пусковой анод последнего подается малое напряжение, то и после окончания перезаряда C_{01} и восстановления напряжения на основном аноде T_3 он остается погашенным, а тиратрон T_1 — зажженным.

С окончанием подачи напряжения u_1 отрицательное напряжение с сопротивления R_{c3} тиратрона T_3 снимается и он зажигается, а тиратрон T_1 вследствие перезаряда C_{01} гаснет. Схема возвращается в исходное положение.

При подаче на вход дешифратора импульса обратной полярности работа схемы будет протекать аналогично, с той лишь разницей, что зажигаться будет тиратрон T_2. В катодных цепях тиратрона T_1 и T_2 включены сопротивления нагрузок $R_{н1}$ и $R_{н2}$, с которых могут сниматься соответствующие напряжения для подачи их на последующие элементы.

С сопротивления $R_{н3}$, включенного в катодную цепь тиратрона T_3, может также сниматься напряжение, фиксирующее тот факт, что схема находится в исходном положении и импульсы управления на нее не воздействуют.

Дешифраторы с реле и одновибраторами на электронных лампах обладают наибольшим быстродействием. Они позволяют контролировать полярность импульсов с длительностью, измеряемой единицами и десятыми долями микросекунды.

На рис. 9-15 изображена схема дешифратора полярности импульсов с электронным трехпозиционным реле.

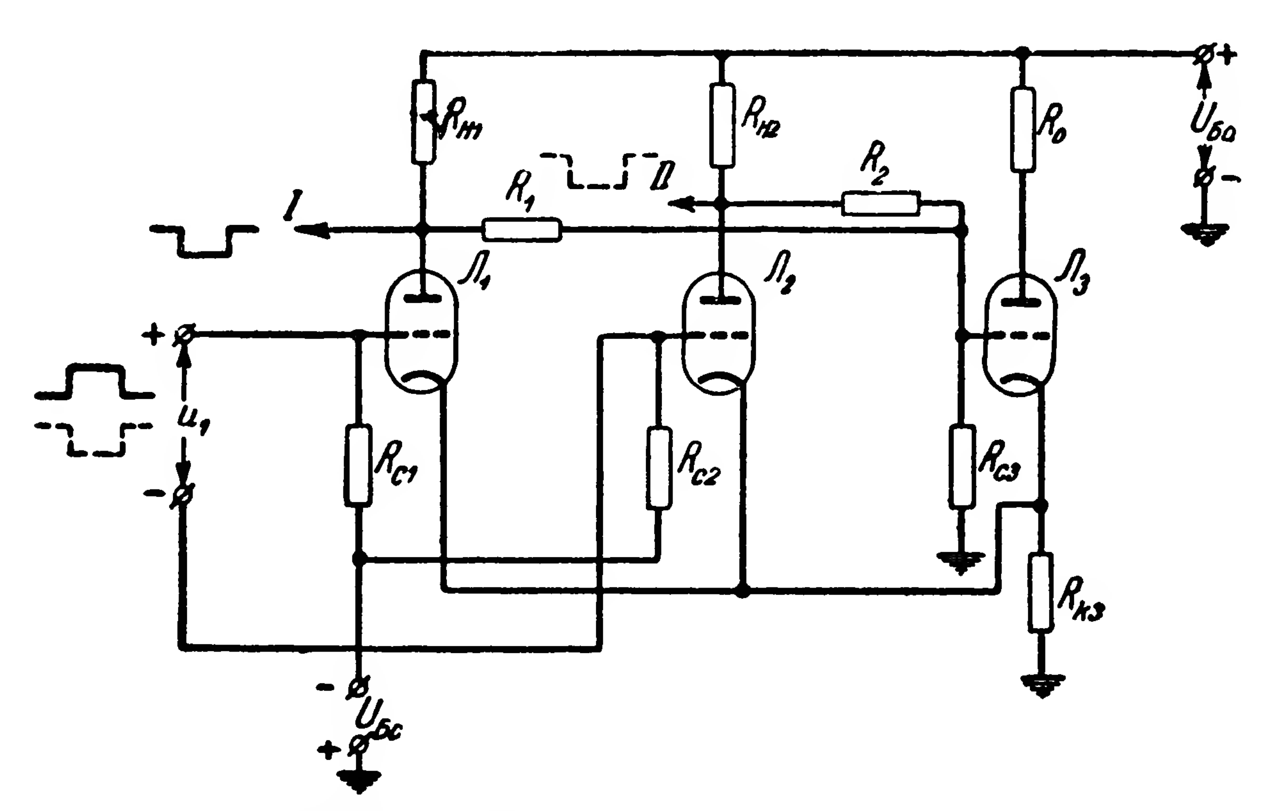


Рис. 9-15. Схема дешифратора полярности импульсов с трехпозиционным электронным реле.

На триодах $Л_1$, $Л_3$ и $Л_2$, $Л_3$ попарно собраны обычные схемы реле (триггеров) с двумя электронными лампами.

Параметры схемы выбраны таким образом, что эти реле при $u_1=0$ имеют лишь одно положение устойчивого равновесия, при котором лампы $Л_1$ и $Л_2$ заперты, а лампа $Л_3$ отперта.

С подачей на вход дешифратора напряжения u_1 с полярностью, указанной на рисунке, на сетке лампы $Л_1$ будет положительное напряжение, а на сетке $Л_2$ — отрицательное; в результате сработает реле $Л_1$—$Л_3$, лампа $Л_1$ отопрется, а лампа $Л_3$ запрется.

При подаче u_1 обратной полярности сработает реле $Л_2$ — $Л_3$, лампа $Л_2$ отопрется, а лампа $Л_3$ запрется. С отключением напряжения u_1 схема вернется в исходное положение.

В схеме дешифратора с одновибраторами на электронных лампах один из одновибраторов должен запускаться импульсом положительной полярности, а другой — отрицательной. При использовании одновибраторов с двумя электронными лампами (см. § 6-4) такой запуск может быть получен, например, путем подачи пускового импульса соответственно в цепи сеток запертой в исходном положении лампы одного одновибратора и отпертой — другого.

Недостатками схем с электронными лампами являются постоянный расход питания и сравнительно небольшой срок службы (1 000—3 000 *ч*).

Схемы с полупроводниковыми триодами по сравнению со схемами с электронными лампами более экономичны по питанию и имеют больший срок службы.

По сравнению с безнакальными тиратронами схемы с полупроводниковыми триодами потребляют бóльшую мощность, но инерционность их меньше. Кроме того, для схем с полупроводниковыми триодами требуются источники питания с напряжением 5—30 *в*, а для схем с безнакальными тиратронами — 120—200 *в*.

Для построения дешифраторов полярности импульсов с полупроводниковыми триодами могут быть использованы одновибраторы, рассмотренные в гл. 6, или реле (триггерные схемы). Последние могут быть собраны с одним точечным полупроводниковым триодом на основе схем на рис. 5-15, 5-17 и 5-18 или с двумя плоскостными полупроводниковыми триодами, например по схеме, аналогичной схеме на рис. 5-22, если в последней вместо конденсаторов связи C_1 и C_2 поставить сопротивления.

д) Дешифраторы полярности импульсов с инверторами полярности

Инверторы полярности обеспечивают обращение импульса отрицательной полярности в импульс положительной полярности или наоборот.

Применение инверторов позволяет использовать в схеме дешифратора для разделения импульсов разных полярностей два одинаковых различителя, реагирующих на одну и ту же полярность. Это дает также возможность в ряде случаев устранить взаимосвязь между различителями, как это имеет место, например, в схеме на рис. 9-13, и обеспечить работу дешифратора в случае, когда один из зажимов источника входного напряжения u_1 подключен к общей точке (корпусу).

В качестве инвертора полярности чаще всего используется однокаскадный усилитель на электронной лампе, собранный по обычной схеме с заземленным катодом, или усилитель на полупроводниковом триоде с заземленным эмиттером. В случае, когда крутизны переднего и заднего фронтов импульса резко разнятся, для инверсии полярности может использоваться дифференцирующий трансфор-

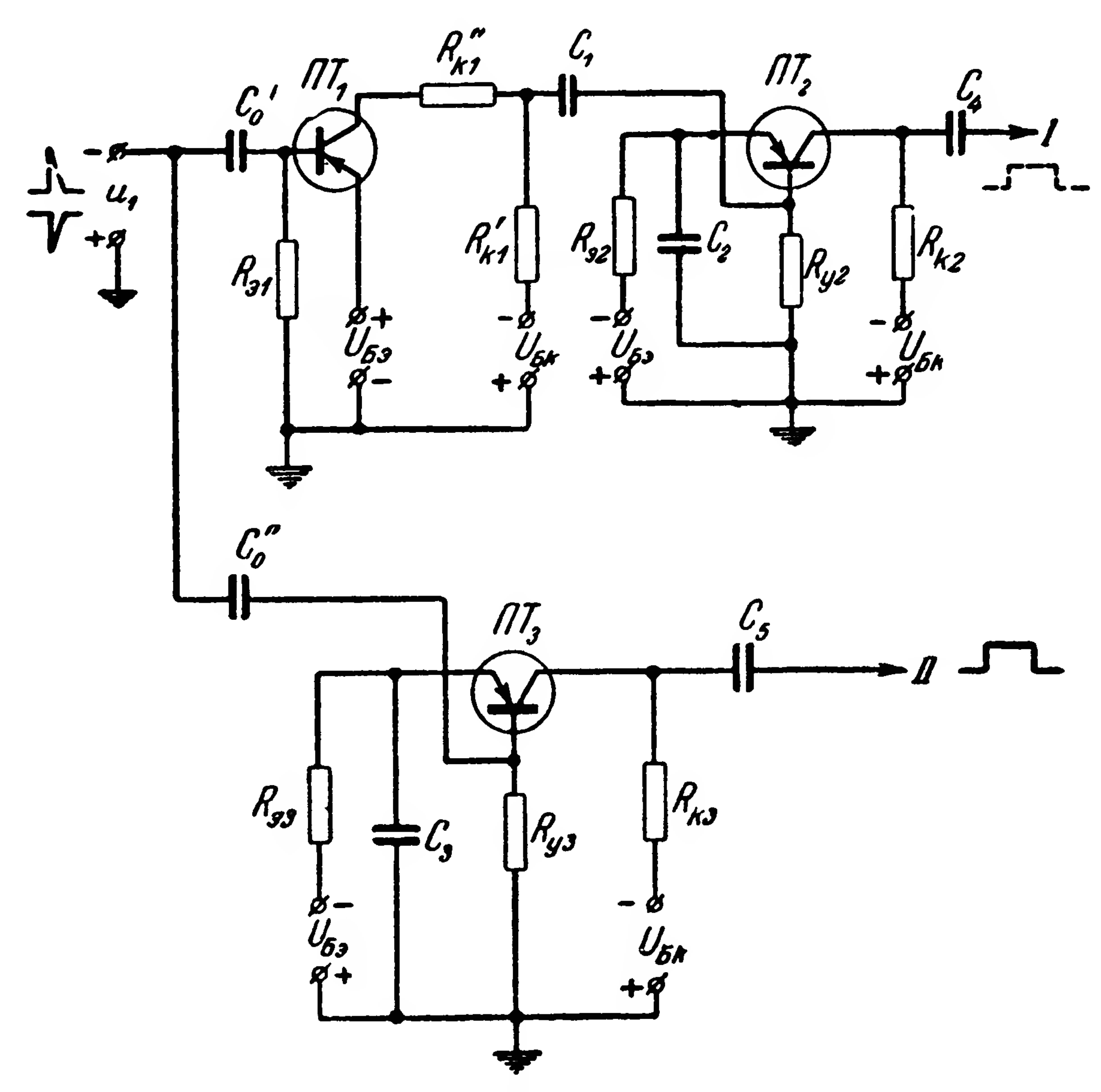


Рис. 9-16. Схема дешифратора полярности импульсов с инвертором полярности и одновибраторами на полупроводниковых триодах.

матор. При каждом воздействии на вход такого трансформатора на выходе будут образовываться два импульса разных полярностей, причем один из них, соответствующий крутому фронту входного импульса, будет иметь бóльшую амплитуду, а другой, соответствующий пологому фронту, — малую. На импульсы с малой амплитудой различитель не должен реагировать.

На рис. 9-16 приведен пример схемы дешифратора полярности импульсов с инвертором полярности. Схема собрана на полупроводниковых триодах. Задачу инвертора полярности в этой схеме выполняет усилитель, собранный на триоде $ПТ_1$ с заземленным эмиттером.

В качестве различителей полярности здесь используются одновибраторы с отрицательным сопротивлением в цепи эмиттера. Схемы одновибраторов собраны на триодах $ПТ_2$ и $ПТ_3$. В исходном положении отрицательное напряжение $U_{Бэ}$ в цепи эмиттера обеспечивает запирание триодов $ПТ_2$ и $ПТ_3$ по току эмиттера и коллектора (эти токи очень малы). Одновибраторы опрокидываются при подаче на основание спускового импульса с отрицательной полярностью.

На основание $ПТ_3$ спусковой импульс u_1 подается непосредственно со входа дешифратора через разделительный конденсатор C_0''. На основании $ПТ_2$ спусковой импульс подается с выхода инвертора, собранного на триоде $ПТ_1$. Полярность этого импульса будет отрицательной лишь в случае, если полярность входного импульса u_1 положительна.

Положительные импульсы, формируемые на коллекторах $ПТ_2$ и $ПТ_3$, передаются в выходные цепи *I* и *II* через разделительные конденсаторы C_4 и C_5.

При подаче на вход дешифратора положительного импульса u_1 разделительный конденсатор C_0'' заряжается, а с окончанием этого импульса разряжается. При разряде C_0'' на основание $ПТ_3$ будет передаваться отрицательный импульс, что может привести к ложному опрокидыванию одновибратора. Аналогично может произойти ложное опрокидывание одновибратора $ПТ_2$ вследствие разряда конденсаторов C_0' и C_1 при окончании отрицательного импульса u_1. Для предотвращения ложных опрокидываний конденсаторы C_0'', C_0' и C_1 должны выбираться достаточно большими по правилам выбора разделительных конденсаторов в импульсных схемах. Кроме того, возможно использование входных импульсов с крутым передним и пологим задним фронтами. При пологом заднем фронте импульса токи разряда конденсатора уменьшаются и в соответствии с этим уменьшается амплитуда паразитных импульсов, создаваемых этими токами на основаниях триодов $ПТ_2$ и $ПТ_3$.

е) Дешифраторы полярности импульсов с преобразованием полярности в фазу синусоидальных колебаний

При использовании преобразования полярности контролируемого импульса в фазу синусоидальных колебаний дешифраторы строятся по блок-схеме, приведенной на

рис. 9-17. В этой схеме генератор образует синусоидальные колебания, которые подаются к преобразователю и фазовому демодулятору. При изменении полярности входного напряжения преобразователь изменяет фазу синусоидальных колебаний, подаваемых к нему от генератора, на 180°. В последующем эти синусоидальные колебания усиливаются и подаются на вход фазового демодулятора. Последний производит сравнение фазы колебаний, образуемых на выходе преобразователя и прошедших через усилитель, с фазой колебаний генератора. В зависимости от величи-

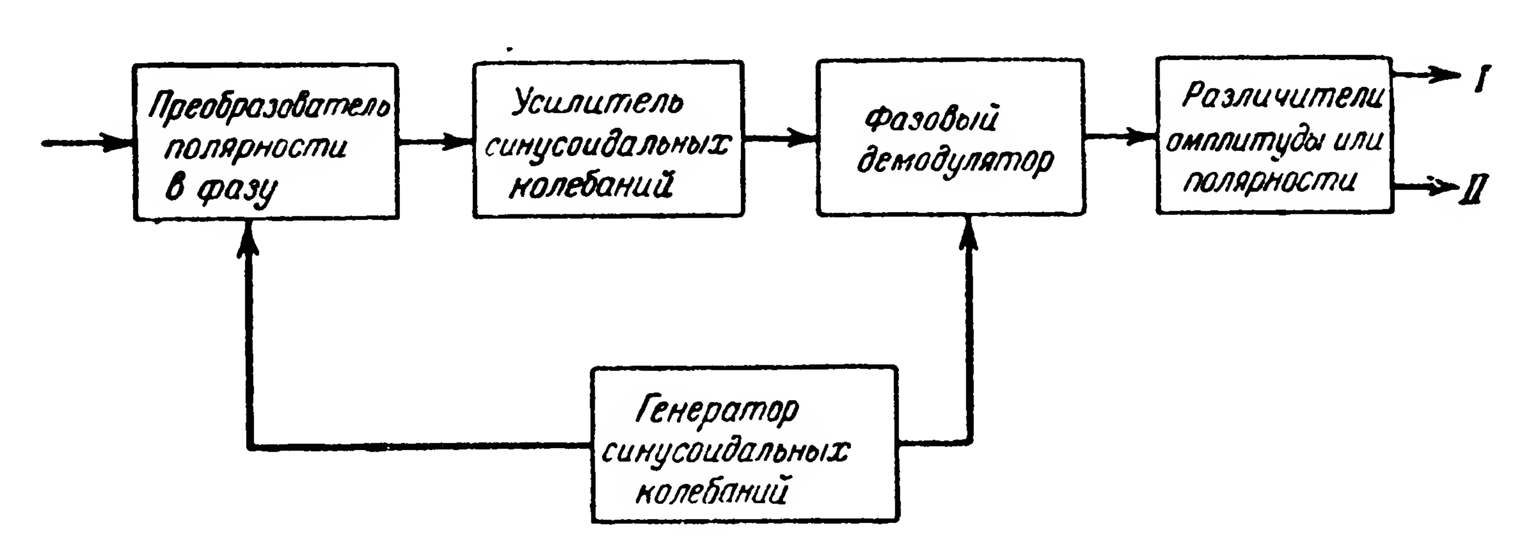


Рис. 9-17. Блок-схема дешифратора полярности импульсов с преобразованием полярности в фазу синусоидальных колебаний.

ны разности этих фаз (0 или 180°) демодулятор образует напряжения различных величин или полярностей.

Напряжение, образуемое на выходе фазового демодулятора, контролируется различителями амплитуды или полярности импульсов, которые воздействуют на выходные цепи дешифратора или исполнительные элементы.

Фазовые различители рассматриваются в гл. 12. В качестве преобразователя полярности импульса в фазу переменного напряжения могут использоваться известные схемы балансных модуляторов [Л. 31].

На рис. 9-18 и 9-20 приведены примеры схем преобразователей полярности импульса в фазу переменного напряжения.

В схеме на рис. 9-18 переменное напряжение u_Ω с угловой частотой Ω подводится одновременно к анодам ламп $Л_1$ и $Л_2$. Параметры схемы выбраны таким образом, что когда входное напряжение $u_1=0$, переменные составляющие токов с частотой Ω в анодных цепях ламп $Л_1$ и $Л_2$ равны. Вследствие этого результирующая э. д. с. с частотой Ω, индуктируемая во вторичной обмотке трансформатора $Тр$, равна нулю.

Взаимная компенсация э. д. с. с частотой Ω, индуктируемых во вторичной обмотке трансформатора анодными токами ламп $Л_1$ и $Л_2$, может быть достигнута изменением величины этих токов, например путем регулировки напряжения смещения в цепях управляющих сеток. В рассматриваемой схеме напряжение смещения образуется постоянными составляющими анодных токов на общем сопротивлении в цепи катодов. Для регулировки напряжения смещения используется потенциометр.

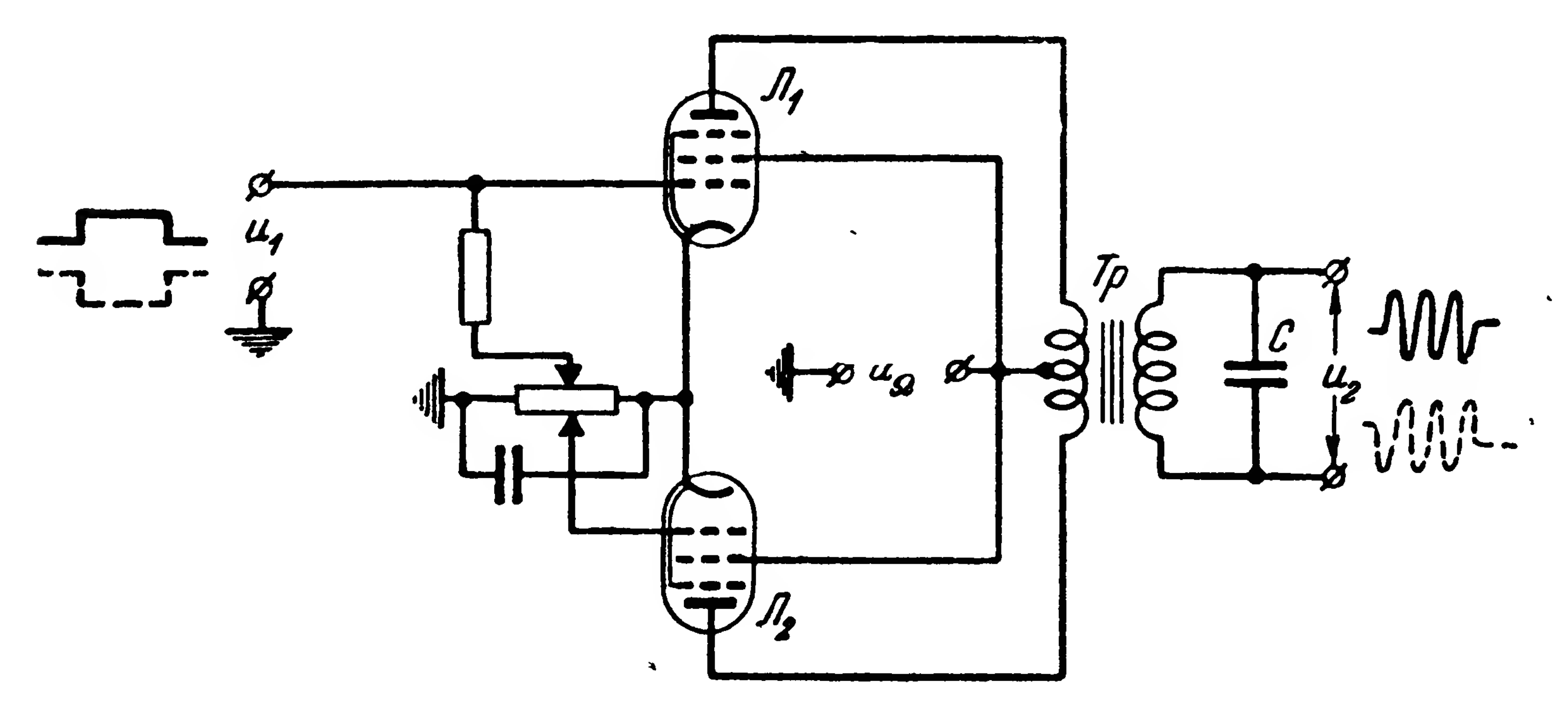


Рис. 9-18. Схема лампового преобразователя полярности импульсов в фазу синусоидальных колебаний.

Токи в цепи вторичной обмотки трансформатора, образуемые некомпенсированными э. д. с. гармоник с частотами 2Ω, 4Ω..., малы ввиду фильтрующих свойств колебательного контура, образуемого индуктивностью этой обмотки и емкостью C и настраиваемого на частоту Ω. Напряжение, создаваемое этими токами на выходе схемы, также весьма мало и не оказывает влияния на работу фазового различителя.

При подаче на вход преобразователя напряжения u_1 в зависимости от его полярности увеличивается или уменьшается средняя крутизна рабочего участка анодно-сеточной характеристики лампы $Л_1$. В соответствии с этим изменяется амплитуда анодного тока этой лампы и во вторичной обмотке трансформатора наводится э. д. с. с частотой Ω. Фаза этой э. д. с. может изменяться на 180° в зависимости от того, в какой из ламп переменная составляющая анодного тока с частотой Ω имеет большее значение.

Работа данного преобразователя иллюстрируется графиками, приведенными на рис. 9-19, в которых в целях

наглядности не отображены только переходные процессы, связанные с началом и окончанием действия входных импульсов.

В схеме на рис. 9-20 переменное напряжение u_Ω подается на диагональ ab симметричной мостиковой схемы, собранной на твердых выпрямителях, а напряжение на вы-

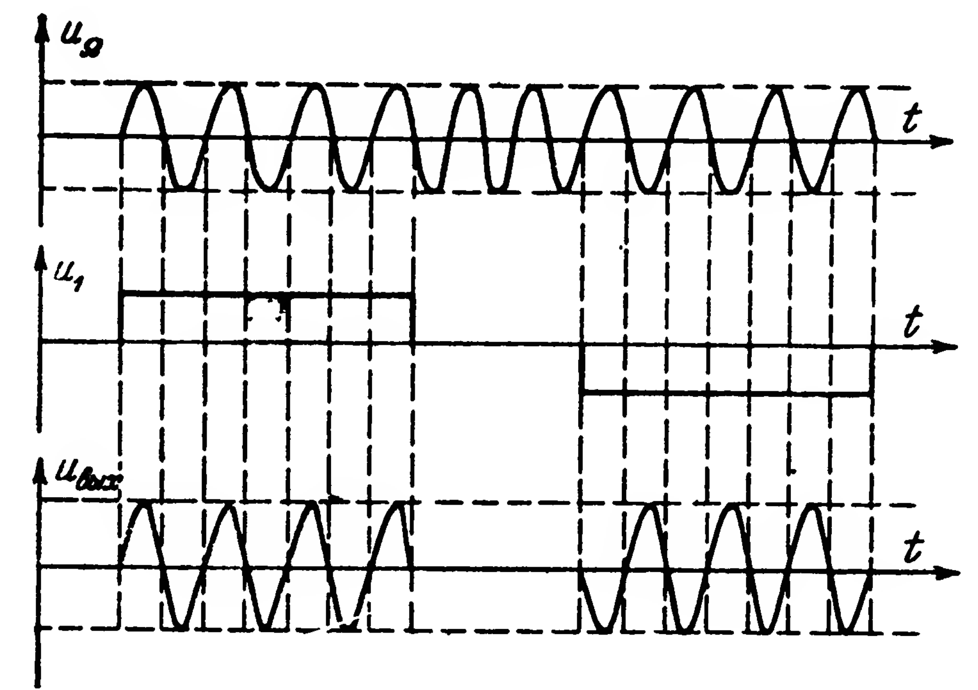


Рис. 9-19. Графики изменений во времени напряжений, подводимых к преобразователю полярности в фазу синусоидальных колебаний, и напряжения на его выходе.

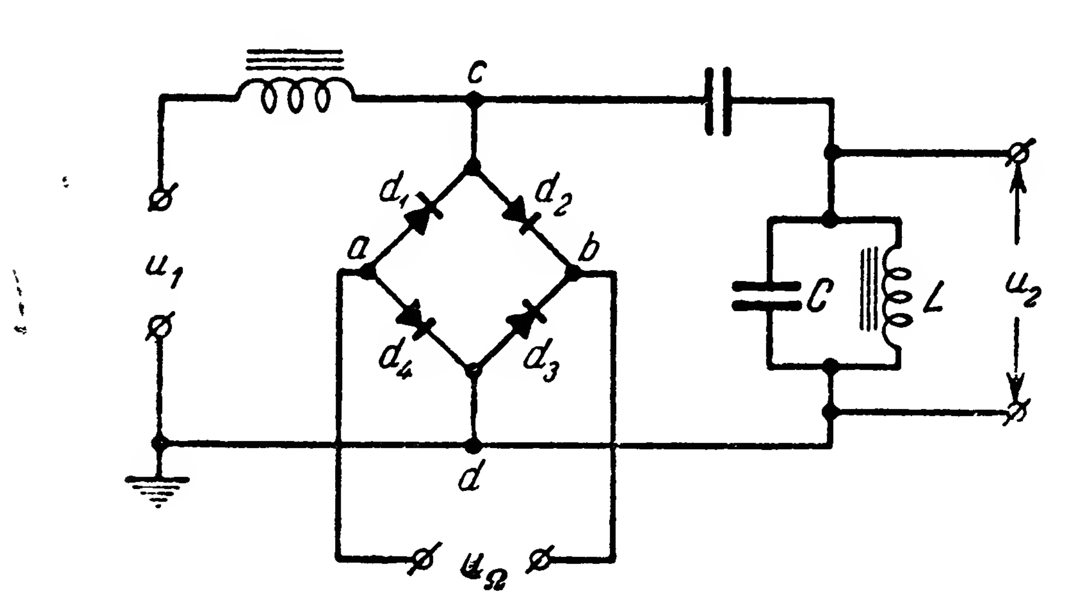


Рис. 9-20. Схема преобразователя полярности импульсов в фазу синусоидальных колебаний с выпрямителями.

ходе снимается с другой диагонали (cd) этой схемы. При $u_1=0$ схема моста сбалансирована и выходное напряжение на выходе равно нулю. При подаче на вход некоторого напряжения u_1 мост разбалансируется и на его выходе образуется переменное напряжение u_2.

Так, например, при положительной полярности входного напряжения u_1 сопротивления выпрямителей d_2 и d_4 пере-

менному току уменьшаются, а выпрямителей d_1 и d_3 — увеличиваются. Несколько упрощая, можно полагать, что в этом случае точка b оказывается подключенной к точке c, а точка a — к точке d и, следовательно, на выход будет подаваться переменное напряжение u_Ω. При отрицательной полярности входного напряжения сопротивления выпрямителей d_2 и d_4 переменному току увеличиваются, а выпрямителей d_1 и d_3—уменьшаются, т. е. в этом случае точка b как бы подключается к точке d, а точка a — к точке c. Как видно, при этом фаза напряжения на выходе изменится на 180°. Колебательный контур LC обеспечивает фильтрацию высших гармоник, т. е. синусоидальность выходного напряжения.

В качестве преобразователя полярности импульса в фазу переменного напряжения может использоваться также любая двухтактная схема магнитного усилителя (дифференциальная, мостовая, трансформаторная [Л. 66]).

Преобразование полярности импульса в фазу переменного напряжения производится с целью облегчения усиления сигнала, так как усилитель переменного напряжения с большим коэффициентом усиления построить значительно легче, чем усилитель импульсов постоянного напряжения.

Таким образом, дешифратор с преобразованием полярности импульса в фазу переменного напряжения применяется в случае контроля полярности сигналов весьма малой мощности.

9-3. Шифраторы полярности импульсов

а) Шифраторы полярности с контактными переключателями

В шифраторах данного типа изменение полярности импульсов $u_ш$ на выходе производится с помощью контактных групп, которые могут принадлежать либо органам ручного переключения электрических цепей, либо реле.

При использовании двух контактных групп (рис. 9-21) должна быть обеспечена согласованность их работы; так, например, нельзя допустить, чтобы контакты *1—3* замыкались раньше, чем успеют разомкнуться контакты *4—5*, ибо в противном случае произойдет короткое замыкание источника тока, что может вредно сказаться как на источнике, так и на контактах.

При использовании одной переключающей контактной группы (рис. 9-22) необходимо иметь два источника тока или источник с вдвое бо́льшим напряжением.

При использовании двухпозиционных переключающих контактов для обеспечения отключения напряжения от выхода шифратора необходимо иметь еще дополнительный нормально открытый контакт.

При использовании трехпозиционных контактов отключение напряжения от выхода производится в средней позиции их.

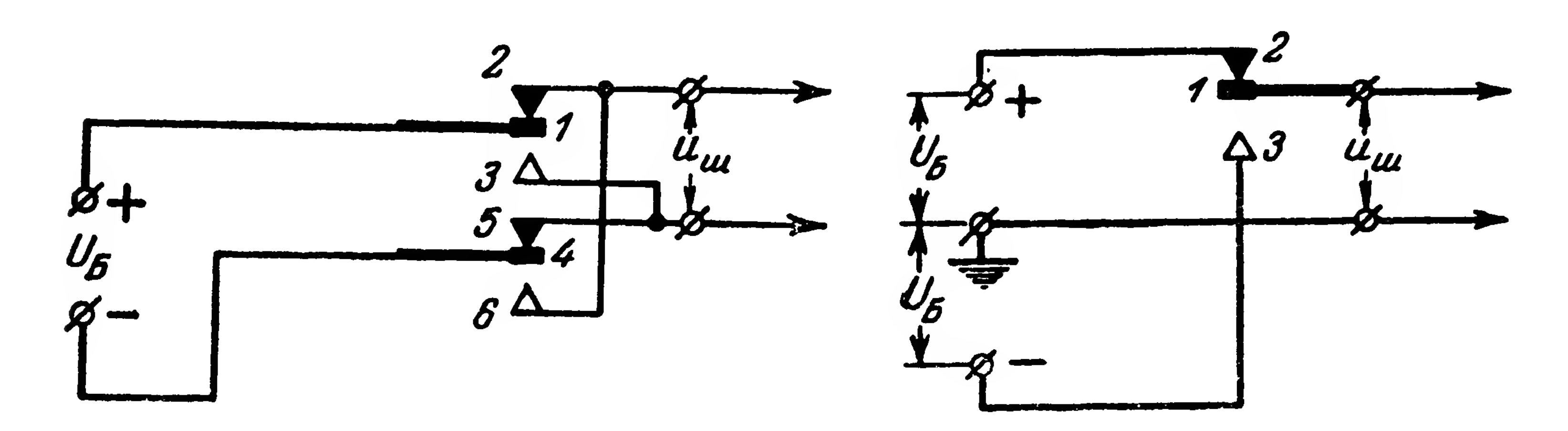


Рис. 9-21. Схема шифратора полярности импульсов с двумя переключающими контактными группами:

Рис. 9-22. Схема шифратора полярности импульсов с одной переключающей контактной группой.

Для изменения полярности периодически следующих друг за другом импульсов в схемах на рис. 9-21 и 9-22 достаточно вместо источника постоянного напряжения $U_Б$ подключить какой-либо генератор импульсов.

б) Шифраторы полярности импульсов с двумя одновибраторами или управляемыми генераторами

Изменение полярности импульсов может быть произведено путем использования двух одновибраторов, на выходе которых образуются импульсы различных полярностей. Такие одновибраторы могут подключаться к общему выходу (рис. 9-23).

Запуск одного или другого одновибратора (B_1 или B_2) обеспечивается органами управления или другим устройством путем подключения или изменения управляющего напряжения $U_{у1}$ или $U_{у2}$.

Для изменения полярности периодически следующих друг за другом импульсов в схеме на рис. 9-23 вместо одновибраторов могут быть включены генераторы однополярных импульсов.

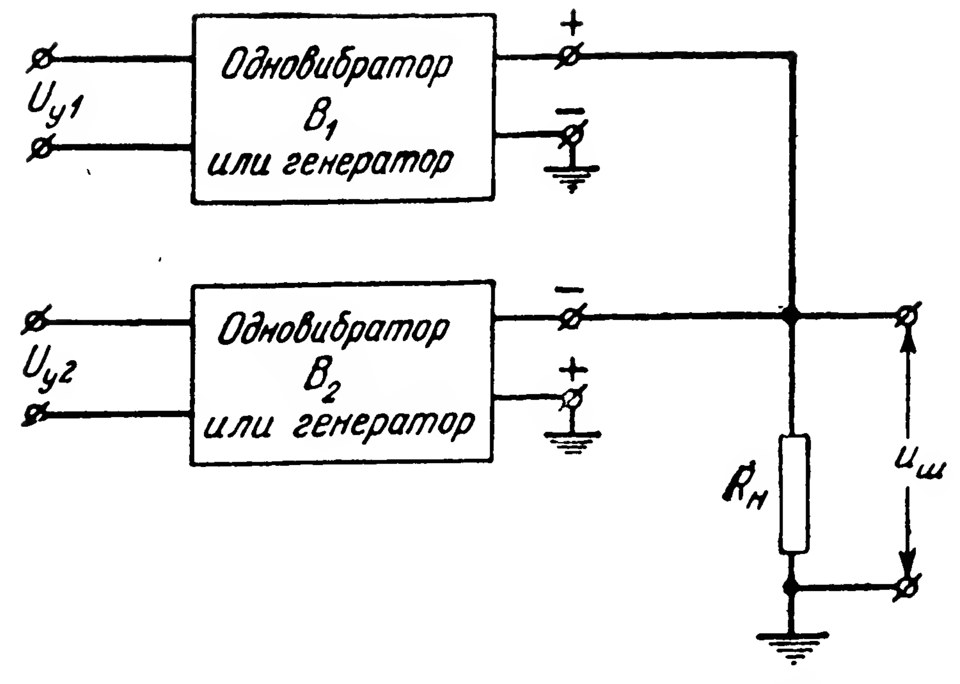


Рис. 9-23. Схема шифратора полярности импульсов с двумя одновибраторами или генераторами.

в) Шифраторы полярности импульсов с неконтактными переключающими схемами и элементами формирования или инверторами

На рис. 9-24 приведена схема шифратора полярности периодически следующих друг за другом импульсов с неконтактным управлением. Периодическая последовательность импульсов, полярность которых кодируется, образуется генератором импульсов. Параметры схемы подбираются таким образом, что $R_0 \gg R_1$ и $R_0 \gg R_2$. При $U_{y2}=0$

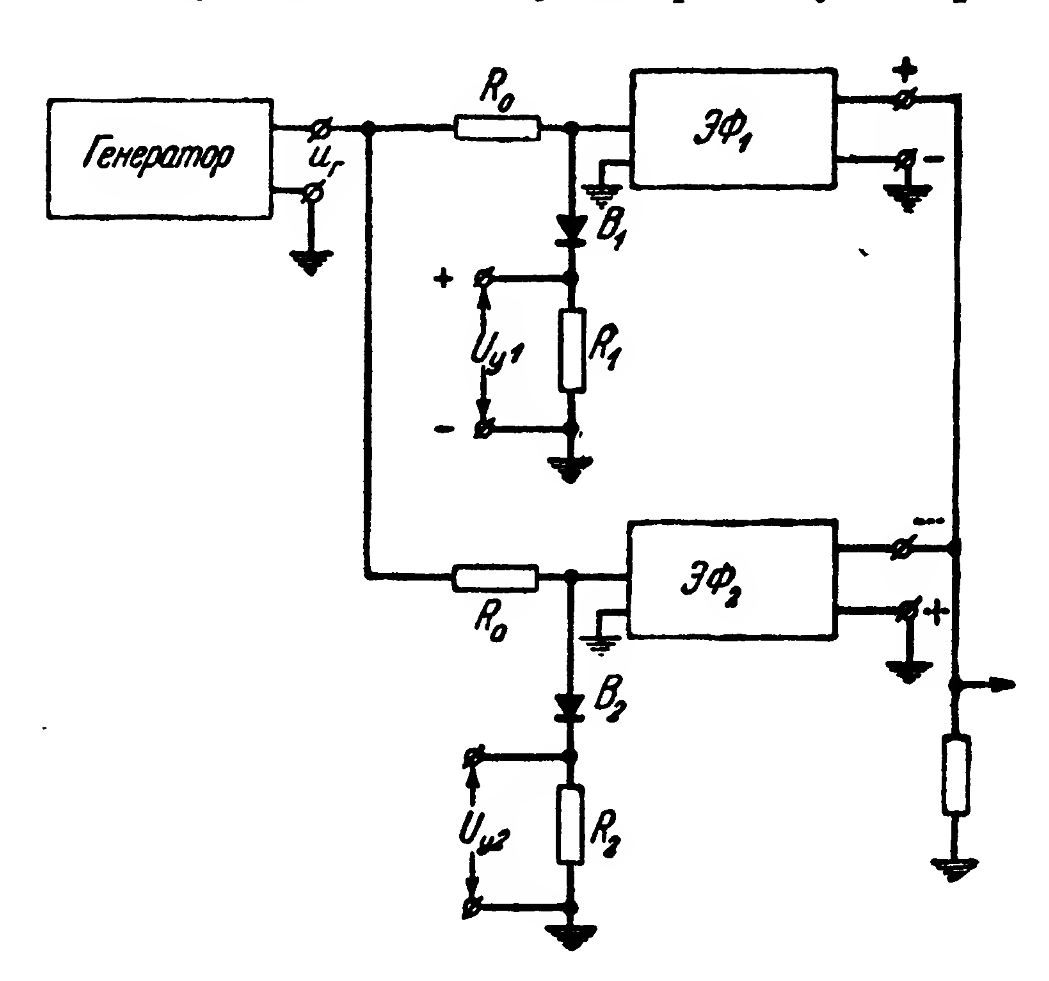


Рис. 9-24. Схема шифратора полярности периодической последовательности импульсов с двумя элементами формирования.

вход элемента формирования $ЭФ_2$ зашунтирован малым сопротивлением R_2. Если при этом положительное напряжение $U_{у1}$, приложенное к сопротивлению R_1, больше амплитуды напряжения импульсов генератора $u_г$, т е. $U_{у1} > u_г$, то выпрямитель B_1 не проводит и напряжение $u_г$ подается на вход элемента формирования $ЭФ_1$. На выходе этого элемента образуются импульсы напряжения с положительной полярностью.

Аналогично, если $U_{у1}=0$, а к сопротивлению R_2 приложено достаточно большое положительное напряжение

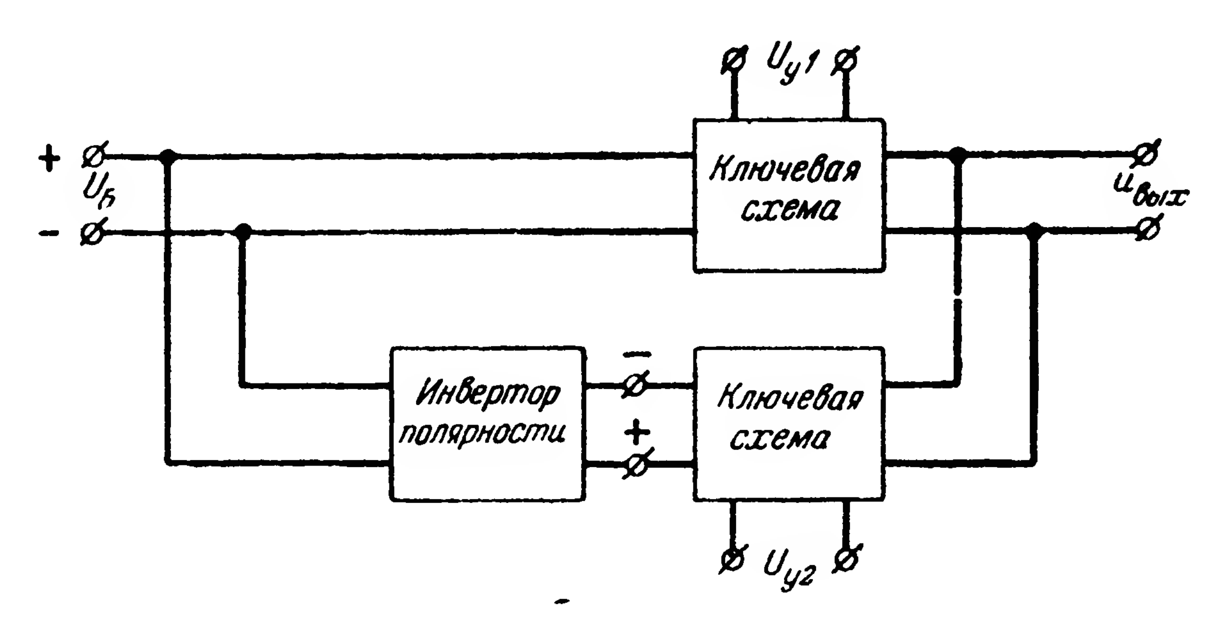


Рис. 9-25. Схема шифратора полярности импульсов с инвертором полярности и ключевыми схемами.

$U_{у2}$, то напряжение $u_г$ подается на вход элемента формирования $ЭФ_2$; на выходе последнего образуются импульсы напряжения с отрицательной полярностью.

В качестве элементов формирования $ЭФ_1$ и $ЭФ_2$ в этой схеме могут использоваться одновибраторы или ограничители амплитуд с инверсией полярности в одном из этих элементов. Для инверсии полярности может быть также включен инвертор.

На рис. 9-25 приведена схема шифратора полярности импульсов с инвертором полярности и ключевыми схемами.

Напряжение $U_Б$ на входе схемы может быть постоянным или подаваться от генератора однополярных импульсов. Напряжения импульсов $U_{у1}$ и $U_{у2}$, подаваемые на ключевые схемы, определяют передачу на выход импульсов положительной или отрицательной полярности.

На рис. 9-26 приведен пример схемы инвертора полярности с импульсным трансформатором [Л. 33] и диодным ограничителем. На этом же рисунке показаны примерные

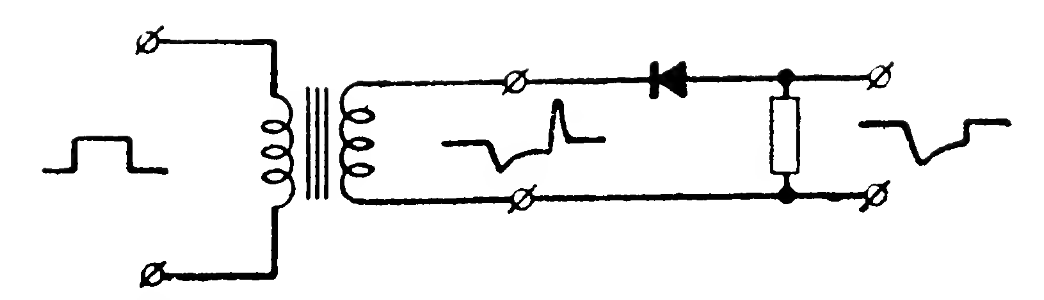


Рис. 9-26. Пример схемы инвертора с импульсным трансформатором и диодным ограничителем.

графики изменения напряжения на входе схемы, вторичной обмотке трансформатора и выходе.

Такая схема инверсии может применяться при формировании импульсов весьма малой длительности (единицы, десятки микросекунд).

Глава десятая

ДЕШИФРАТОРЫ И ШИФРАТОРЫ АМПЛИТУД И СООТНОШЕНИЯ АМПЛИТУД ИМПУЛЬСОВ

10-1. Общие сведения

а) Определение амплитуды импульса

Амплитудой однополярного импульса называется максимальное значение его напряжения $U_{\text{макс}}$ (рис. 10-1) или тока.

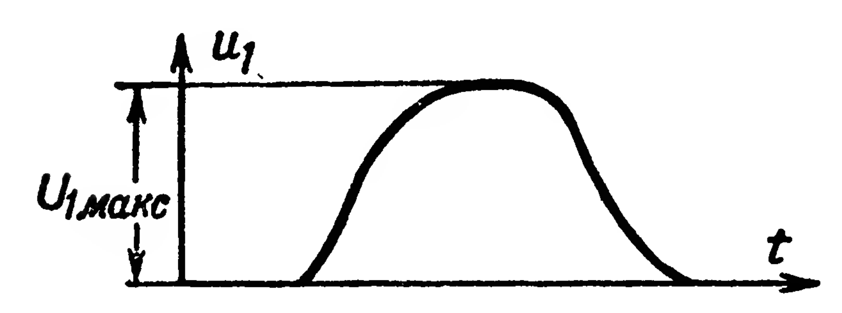


Рис. 10-1. Однополярный импульс.

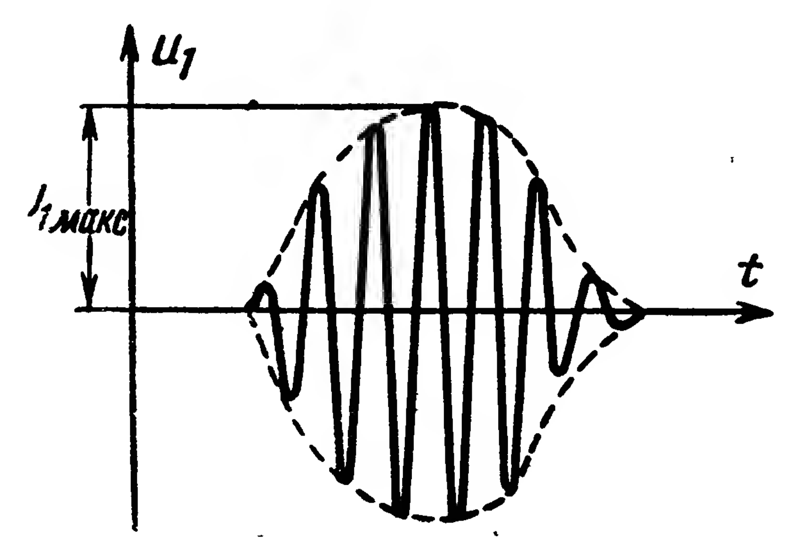


Рис. 10-2. Импульс синусоидального напряжения.

Амплитудой импульса синусоидального напряжения или тока называется максимальное значение $U_{\text{макс}}$ огибающей амплитуд напряжения (рис. 10-2) или тока.

Очевидно, что путем детектирования импульс синусоидального напряжения может быть преобразован в соответствующий однополярный импульс, а путем амплитудной модуляции синусоидального напряжения может быть выполнено обратное преобразование.

б) Дешифраторы амплитуд импульсов

Дешифраторы амплитуд импульсов строятся с теми или иными различителями амплитуд, так как последние являются наиболее простыми по сравнению с различителями других признаков, в силу чего преобразование амплитуды в другой признак не применяется.

В качестве амплитудных различителей используются:

1) электромагнитные реле;

2) неконтактные магнитные реле и гистерезисные элементы;

3) реле и одновибраторы с ионными и электронными лампами и полупроводниковыми триодами;

4) ограничители.

в) Шифраторы амплитуд импульсов

Шифраторы амплитуд импульсов, как правило, используют различные преобразователи амплитуд: потенциометрические делители, автотрансформаторы и трансформаторы, ограничители и стабилизированные усилители.

10-2. Дешифраторы амплитуд импульсов с электромагнитными реле, неконтактными магнитными реле и гистерезисными элементами

а) Дешифраторы амплитуд импульсов с электромагнитными реле

Всякое реле характеризуется тем или иным параметром срабатывания. В частности, электромагнитное реле характеризуется н. с. срабатывания и соответственно — при данной обмотке — током и напряжением срабатывания. В силу этого любое реле является различителем амплитуд импульсов и, будучи включенным в схему, может выполнять задачу дешифратора амплитуд импульсов с односторонним контролем снизу.

Используя несколько реле с различными значениями параметра срабатывания, нетрудно построить дешифратор с двусторонним контролем одного или нескольких рабочих значений амплитуд импульсов. Эти же рассуждения справедливы и для схем с одновибраторами, запуск которых может быть осуществлен лишь при подаче на их вход импульса напряжения с определенной амплитудой.

На рис. 10-3 приведена схема дешифратора одного рабочего значения амплитуды импульса. В данной схеме

обмотки реле K_1 и K_2 соединены последовательно, причем ток срабатывания $I_{ср1}$ реле K_1 выбирается меньше тока срабатывания $I_{ср2}$ реле K_2, т. е. $I_{ср1} < I_{ср2}$.

При срабатывании реле K_1 его контакты *1*, *2* замыкаются и подключают питание к суммирующему реле *И*. При срабатывании реле K_2 его контакты *1*, *2* размыкаются и цепь питания реле *И* разрывается.

Рис. 10-3. Схема дешифратора одного рабочего значения амплитуды импульсов с электромагнитными реле.

Таким образом, суммирующее реле *И* получает питание и срабатывает лишь в случае, если напряжение u_1 лежит в пределах

$$U_{к1} \leq u_1 < U_{к2}. \tag{10-1}$$

При этом

$$U_{к1} = I_{ср1}(R_1 + R_2);$$

$$U_{к2} = I_{ср2}(R_1 + R_2),$$

где R_1 и R_2 — сопротивления обмоток реле K_1 и K_2.

Значения $U_{к1}$ и $U_{к2}$ входного напряжения u_1 являются контрольными.

При подаче на вход напряжения $u_1 > U_{к2}$ реле K_1 может сработать немного раньше, чем K_2. Для того чтобы при этом не срабатывало реле *И*, следует выбирать его с небольшим замедлением по срабатыванию.

Таким образом, реле *И* в данном случае выполняет также задачу элемента контроля прохождения импульса.

Если реле *И* замедления не имеет, то последнее должно быть предусмотрено у реле K_1.

Длительность импульса $t_{р2}$, получаемого на выходе дешифратора, будет, очевидно, определяться длительностью импульса $t_{р1}$ на входе и временными параметрами реле, т. е.

$$t_{р2} = t_{р1} - t_{ср.К1} - t_{ср.И} + t_{от.К1} + t_{от.И},$$

где $t_{ср.К1}$ и $t_{ср.И}$ — соответственно времена срабатывания реле K_1 и *И*;

$t_{от.К1}$ и $t_{от.И}$ — времена отпускания этих же реле.

Если времена срабатывания и отпускания реле K_1 и $И$ приблизительно одинаковы, то $t_{р2} \approx t_{р1}$.

Работа схемы не изменится, если обмотки реле K_1 и K_2 соединить параллельно и выбрать соответствующим образом напряжения срабатывания этих реле.

При контроле n рабочих значений амплитуды посылок дешифратор с раздельными областями неустойчивой работы (см. § 8-1) может быть построен путем использования n дешифраторов одного рабочего значения амплитуды им-

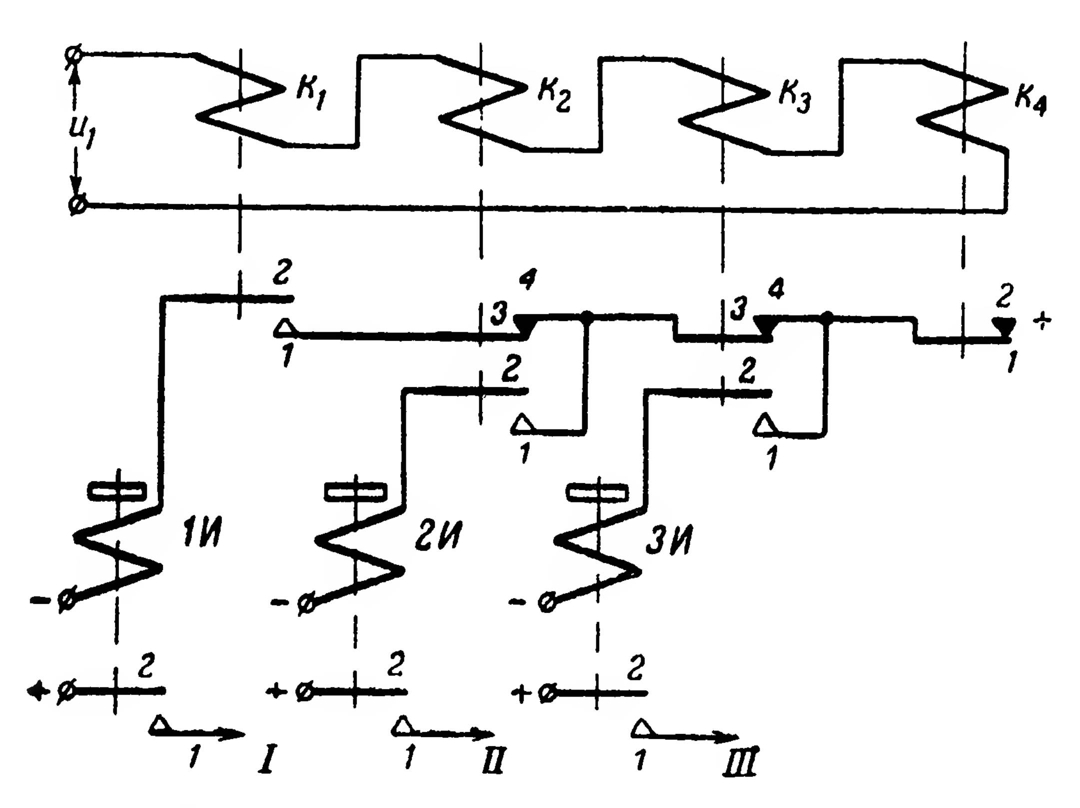


Рис. 10-4. Схема дешифратора трех рабочих значений амплитуд импульсов с электромагнитными реле.

пульсов. При этом потребуется $2n$ реле-различителей с различными токами или напряжениями срабатывания или отпускания.

При построении дешифратора с перекрывающимися областями неустойчивой работы в таком же случае потребуется $n+1$ реле-различителей, так как при этом одно реле обеспечивает разделение двух смежных областей срабатывания дешифратора.

На рис. 10-4 приведен пример построения схемы дешифратора трех рабочих значений амплитуды напряжения u_1.

Данная схема является дальнейшим развитием схемы на рис. 10-3. Токи срабатывания реле K_1—K_4 выбираются такими, чтобы выполнялось условие

$$I_{ср1} < I_{ср2} < I_{ср3} < I_{ср4}.$$

Следует учесть, что это условие должно выполняться при всех возможных изменениях (нестабильности) токов срабатывания реле. В частности, например, оно должно выполняться в таком виде:

$$I_{ср1} + \Delta I_{ср1} < I_{ср2} - \Delta I_{ср2},$$

где $\Delta I_{ср1}$ и $\Delta I_{ср2}$ — максимальные изменения токов срабатывания реле K_1 и K_2, обусловленные воздействием различных дестабилизирующих факторов.

Так как токи срабатывания электромагнитных реле имеют значительную нестабильность, то для надежной работы дешифратора ток срабатывания каждого последующего реле должен быть в 2—2,5 раза больше тока срабатывания предыдущего реле. Естественно, что при этом точность контроля получается низкой.

б) Дешифраторы амплитуд импульсов с неконтактными магнитными реле и гистерезисными элементами

В дроссельных (схема на рис. 9-5) или трансформаторных [Л. 66 и 73] реле н. с. и соответственно ток срабатывания могут изменяться путем выбора тех или иных значений коэффициента обратной связи и н. с. начального смещения. В магнитных гистерезисных элементах (схема на рис. 9-8) н. с. срабатывания может изменяться путем выбора соответствующего значения н. с. начального смещения (H_0).

На рис. 10-5 приведен пример схемы дешифратора амплитуд импульсов с магнитными гистерезисными элементами. В данной схеме обмотка начального смещения w_0' элемента *1* шунтирована сопротивлением R_0, вследствие чего н. с. начального смещения в этом элементе меньше, чем в элементе *2*. В результате ток $I_{с1}$ переключения (срабатывания) элемента *1* меньше, чем ток $I_{с2}$ переключения элемента *2*:

$$I_{с1} < I_{с2}.$$

(Размеры сердечников элементов полагаем одинаковыми, а числа витков обмоток

$$w_у' = w_у''; \quad w_0' = w_0'' \text{ и } w_2' < w_2''.)$$

Если амплитуда входного напряжения такова, что ток i_1 в цепи обмоток управления удовлетворяет требованию

$$I_{c1} \leqslant i_1 < I_{c2},$$

то переключается лишь элемент *1*. При этом в обмотке w_2' индуктируется э. д. с. с полярностью, показанной на рисунке. Выпрямитель B_1 проводит ток, возникающий под

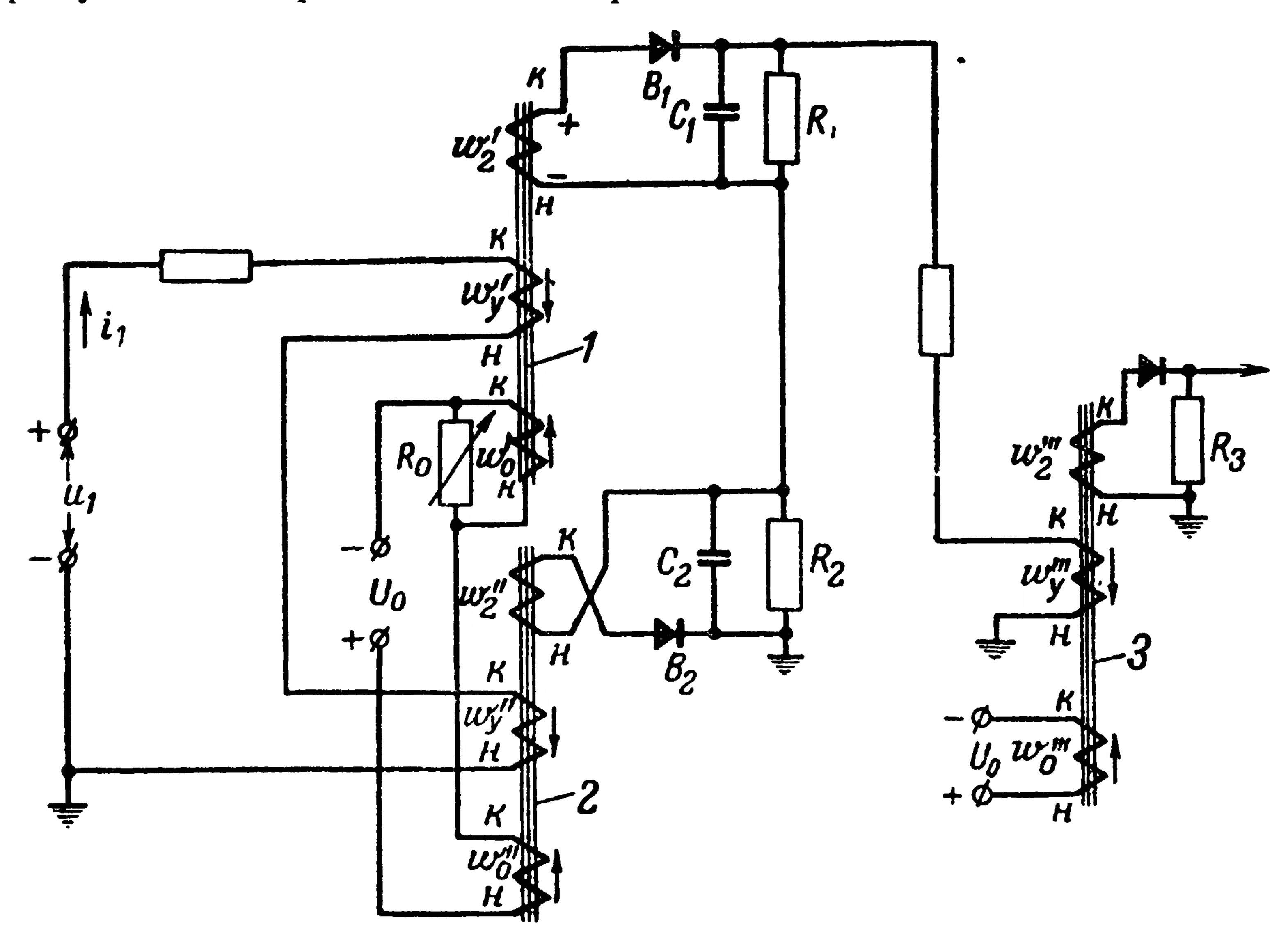


Рис. 10-5. Схема дешифратора амплитуд импульсов с магнитными гистерезисными элементами.

действием этой э. д. с., вследствие чего происходит быстрый заряд конденсатора C_1. Положительный импульс напряжения, снимаемый с конденсатора C_1 и сопротивления R_1, обеспечивает переключение элемента *3* и образование выходного импульса на сопротивлении R_3.

Если же $i_1 > I_{c2}$, то, кроме элемента *1*, переключается и элемент *2*. На сопротивлении R_2 при этом образуется отрицательный импульс, компенсирующий действие положительного импульса на сопротивлении R_1. Элемент *3* в этом случае не переключается и напряжения на его выходе не возникает. Вследствие конечной крутизны фронта входного импульса u_1 элемент *1* переключается раньше, чем элемент *2*. Для того чтобы при этом не происходило

переключения элемента *3*, в схему введены выпрямители B_1, B_2 и и конденсаторы C_1, C_2.

Выпрямители B_1, B_2 и конденсаторы C_1 и C_2 обеспечивают растяжения импульсов на сопротивлениях R_1 и R_2. Ток в обмотке $w_у'''$ в этом случае определяется интегральным действием напряжений на сопротивлениях R_1 и R_2. Выбор $w_2'' > w_2'$ обеспечивает более надежную компенсацию положительного импульса на R_1 при $i_1 > I_{c2}$.

Аналогично могут быть построены и схемы дешифраторов амплитуд импульсов с магнитными дроссельными и трансформаторными реле для одного и нескольких рабочих значений амплитуды.

10-3. Дешифраторы амплитуд импульсов с реле и одновибраторами на ионных и электронных лампах и полупроводниковых триодах

а) Дешифраторы амплитуд импульсов с ионными реле и одновибраторами

В реле и одновибраторах с тиратронами с накаливаемым катодом и безнакальными тиратронами напряжение срабатывания реле или запуска одновибратора может изменяться путем выбора соответствующей величины напряжения смещения в цепи управляющей сетки или пускового анода. В безнакальных тиратронах напряжение (ток) зажигания может также изменяться путем изменения начального тока темнового разряда.

На рис. 10-6 приведен пример схемы дешифратора амплитуд импульсов с одновибраторами, собранными на безнакальных тиратронах.

С помощью сопротивлений R_0' и R_0'' в тиратронах T_1 и T_2 устанавливаются различные начальные токи темнового разряда. Если $R_0' < R_0''$, то начальный ток темнового разряда в тиратроне T_1 будет больше, чем в тиратроне T_2. Соответственно этому напряжение зажигания тиратрона T_1 по пусковому аноду будет меньше, чем для тиратрона T_2, т. е. $U_{з1} < U_{з2}$.

На выходе дешифратора импульс напряжения u_2 появится лишь в случае, если величина напряжения u_1 удовлетворяет неравенству

$$U_{з1} \leqslant u_1 < U_{з2}. \qquad (10\text{-}2)$$

В исходном положении тиратроны погашены и конденсаторы C_1 и C_2 заряжены до напряжения $U_{Б.а}$.

С приходом импульса напряжения u_1, амплитуда которого удовлетворяет неравенству (10-2), зажигается тиратрон T_1 и конденсатор C_1 разряжается через этот тиратрон и верхнюю половину первичной обмотки трансформатора *Тр*. Во вторичной обмотке трансформатора при этом индуктируется импульс напряжения u_2. Сопротивле-

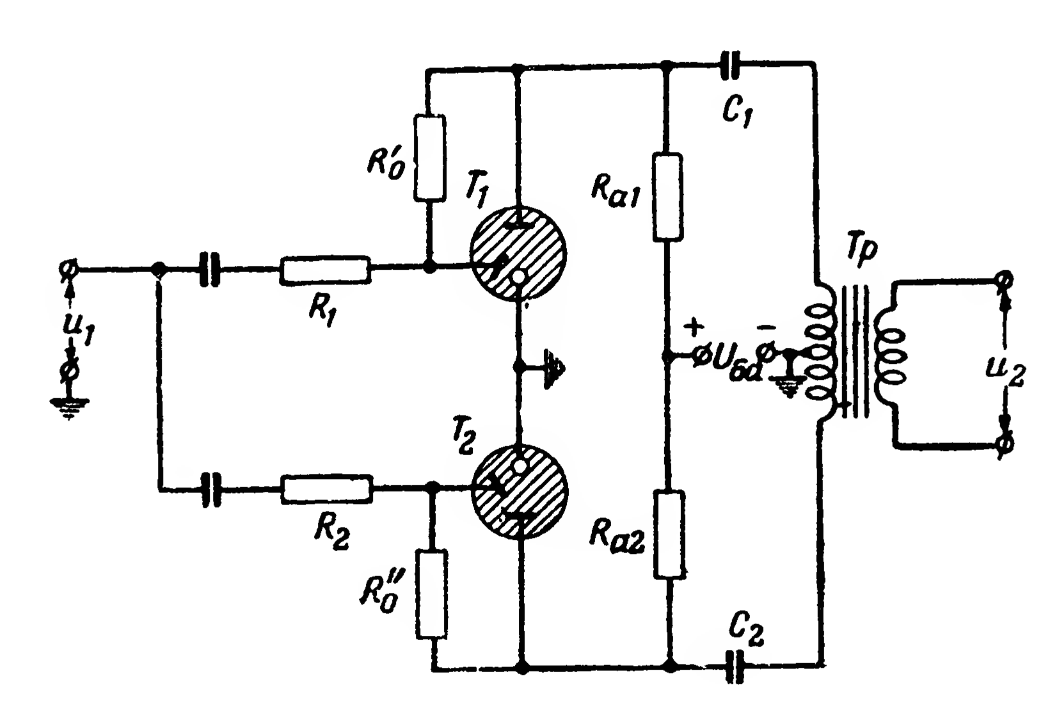


Рис. 10-6. Схема дешифратора амплитуд импульсов с неконтактными реле на безнакальных тиратронах.

ние R_{a1} выбрано большим, так что когда конденсатор C_1 разрядится настолько, что напряжение на аноде тиратрона станет равным анодному напряжению гашения, тиратрон T_1 погаснет.

Если $u_1 \geqslant U_{з2}$, то зажигаются оба тиратрона (T_1 и T_2), в результате чего образуются токи как в верхней, так и в нижней половинах первичной обмотки трансформатора *Тр*. Эти токи создают равные и противоположно направленные магнитные потоки, поэтому напряжение u_2 будет весьма мало и обусловлено лишь некоторой несимметрией схемы и конечной крутизной переднего фронта импульса.

Данный дешифратор обеспечивает контроль одного рабочего значения амплитуды импульсов.

Контрольные значения напряжения u_1 будут, очевидно,

$$U_{к1} = U_{з1};$$

$$U_{к2} = U_{з2}.$$

б) Дешифраторы амплитуд импульсов с реле и одновибраторами на электронных лампах и полупроводниковых триодах

В реле и одновибраторах на электронных лампах и полупроводниковых триодах напряжение срабатывания реле или запуска одновибратора может изменяться путем выбора соответствующей величины напряжения смещения

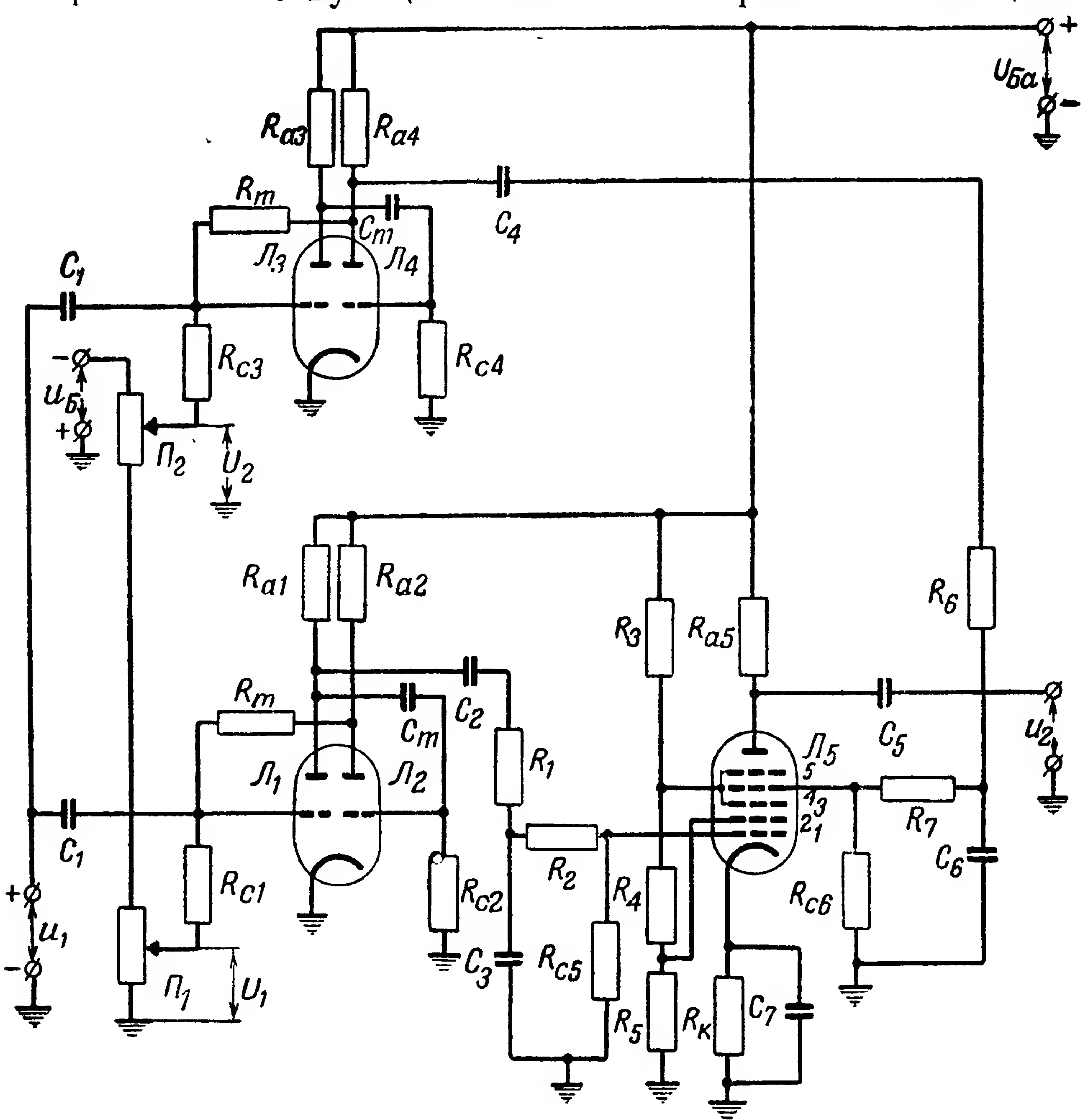


Рис. 10-7. Схема дешифратора амплитуд импульсов с одновибратором на электронных лампах.

в цепях управляющей сетки, катода или эмиттера и основания.

На рис. 10-7 изображена схема дешифратора, у которого в качестве различителей амплитуды используются одновибраторы, собранные по схеме на рис. 6-24 на двойных триодах $Л_1Л_2$ и $Л_3Л_4$, а в качестве суммирующего элемента — пентагрид $Л_5$.

С помощью потенциометров $П_1$ и $П_2$ на сетках триодов $Л_1$ и $Л_3$ могут быть установлены различные опорные напряжения U_1 и U_2.

В исходном положении триоды $Л_1$ и $Л_3$ заперты, а $Л_2$ $Л_4$ проводят.

Контрольные значения $U_{к1}$ и $U_{к2}$ напряжения u_1 в данном случае равны:

$$U_{к1} = |U_1| - |u_{c0}|;$$

$$U_{к2} = |U_2| - |u_{c0}|$$

(триоды полагаем одинаковыми).

Пентагрид $Л_5$ в исходном положении отперт по анодной цепи.

При подаче на вход импульса напряжения u_1, удовлетворяющего требованию

$$U_{к1} \leqslant u_1 < U_{к2}, \qquad (10\text{-}3)$$

опрокидывается одновибратор $Л_1Л_2$: триод $Л_1$ отпирается, а триод $Л_2$ запирается. С анода триода $Л_1$ отрицательный импульс напряжения подается на сетку *1* пентагрида и запирает его по анодному току, в результате чего на выходе дешифратора образуется положительный импульс напряжения u_2.

Если амплитуда контролируемого напряжения $u_1 \geqslant U_{к2}$, то опрокидываются оба одновибратора: $Л_1Л_2$ и $Л_3Л_4$.

С анода триода $Л_4$ положительный импульс напряжения подается на сетку *4* пентагрида. Вследствие этого, хотя на сетку *1* подается отрицательный импульс, пентагрид $Л_5$ по анодному току не запирается и на выходе дешифратора импульса напряжения u_2 не образуется.

Ввиду того что передний фронт контролируемых импульсов u_1 имеет конечную крутизну, одновибратор $Л_1Л_2$ опрокидывается несколько раньше, чем одновибратор $Л_3Л_4$. Чтобы это обстоятельство не вызвало кратковременного запирания пентагрида $Л_5$ и появления импульса напряжения u_2 на выходе, в схеме используются интегрирующие цепи R_1C_3 и R_6C_6, производящие растяжение во времени импульсов напряжения, подаваемых на сетки *1* и *4* пентагрида. Эффект действия растяжения импульсов во времени иллюстрируется графиками на рис. 10-8.

Будем полагать, что изменение анодного тока в пентагриде пропорционально сумме напряжений на его сетках *1* и *4*.

На рис. 10-8, *а* показаны изменения напряжений Δu_{c1} и Δu_{c4} на сетках *1* и *4* пентагрида и изменение суммарного напряжения на этих сетках при подаче на вход дешифра-

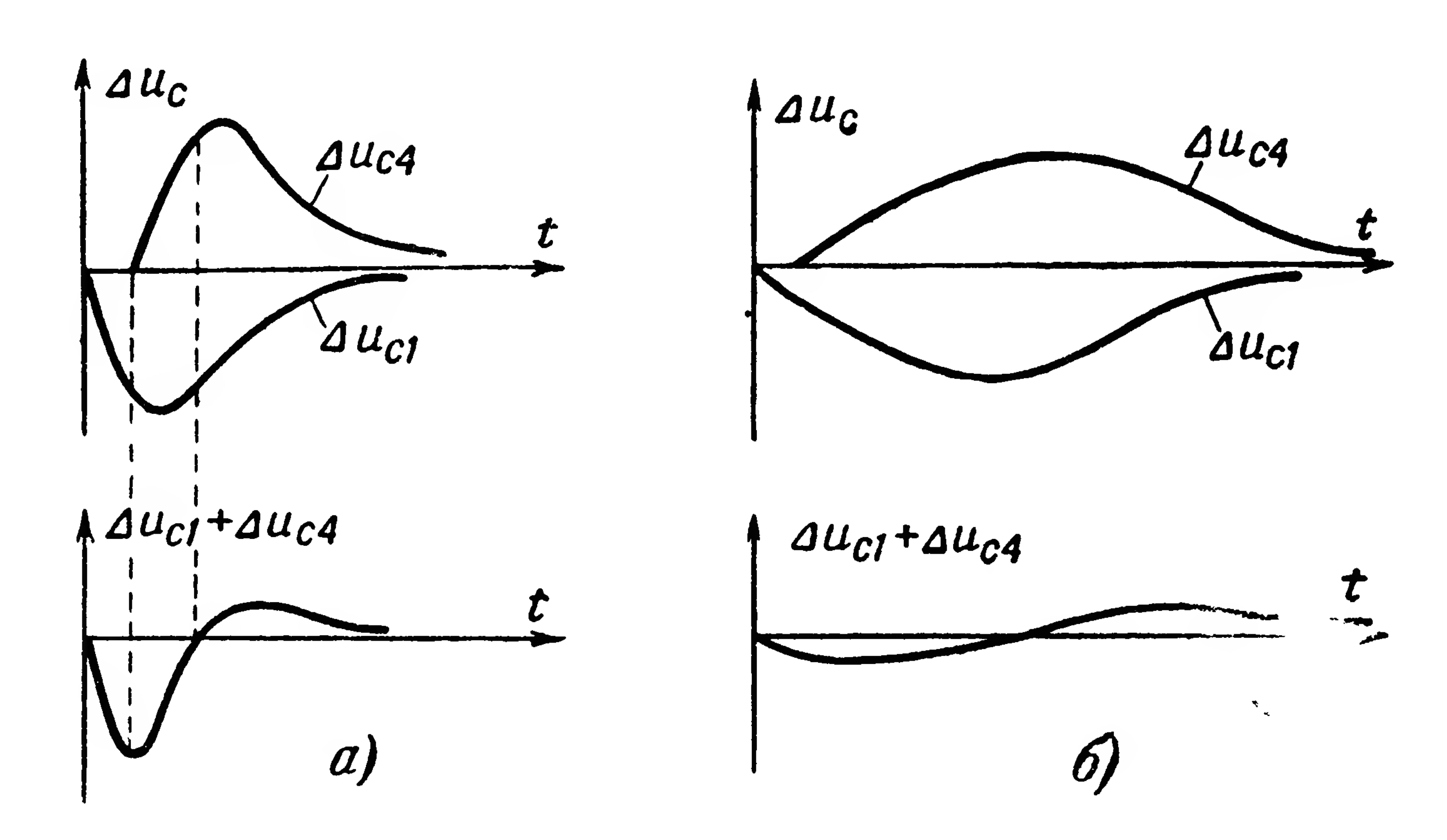


Рис. 10-8. Графики изменений во времени напряжений на первой и четвертой сетках пентагрида в схеме на рис. 10-7.
а — в случае отсутствия интегрирующих цепей; *б* — наличия их.

тора импульса $u_1 > U_{к2}$ в случае отсутствия интегрирующих цепей.

На рис. 10-8,*б* приведены те же графики при наличии интегрирующих цепей. Интегрирующие цепи R_1C_3 и R_6C_6 в данном случае выполняют задачу элемента контроля прохождения импульса; действие их аналогично замедлению реле *И* в схеме на рис. 10-3 и конденсаторов C_1 и C_2 в схеме на рис. 10-5.

На базе схем на рис. 10-6 и 10-7 могут быть построены дешифраторы нескольких рабочих значений амплитуд импульсов.

Аналогичные схемы могут быть построены с ионными и электронными реле, а также с одновибраторами и реле на полупроводниковых триодах.

10-4. Дешифраторы амплитуд импульсов с ограничителями

а) Схемы дешифраторов амплитуд импульсов с ограничителями

Рассмотренные выше дешифраторы амплитуд импульсов являются дешифраторами релейного типа. Дешифраторы амплитуд импульсов фильтрового типа могут быть построены с помощью ограничителей, рассмотренных в § 6-3.

На рис. 10-9 приведены кривые зависимости напряжения на выходе ограничителя амплитуды от напряжения на его входе: для ограничителя по минимуму—на рис. 10-9, *а* и для двустороннего ограничителя—на рис. 10-9,*б*.

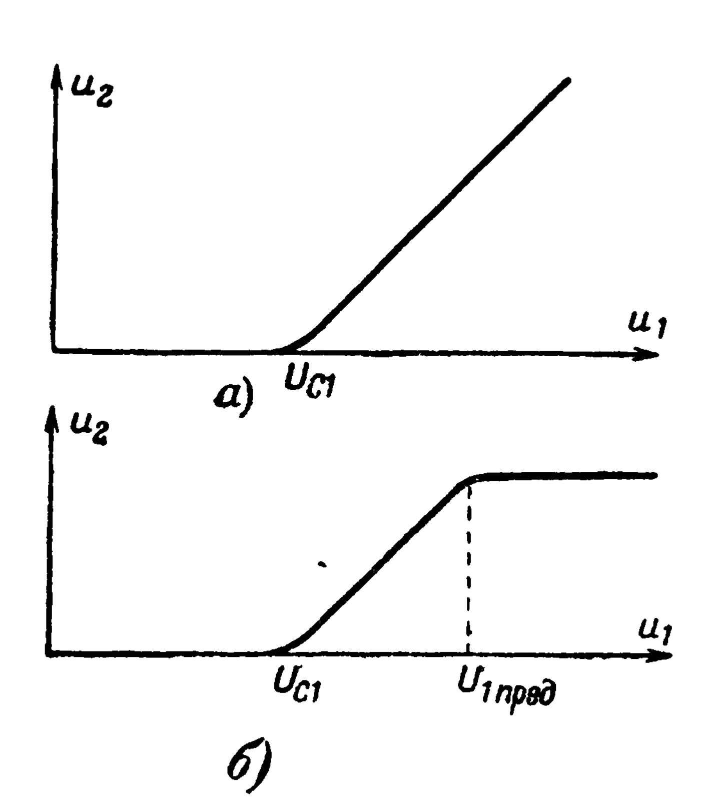


Рис. 10-9. Амплитудные характеристики ограничителей.
а — по минимуму; *б* —двустороннего.

Эти кривые непосредственно удовлетворяют требованиям к характеристикам избирательности дешифраторов с односторонним контролем снизу.

Условимся в дальнейшем напряжение $u_1 = U_{C1}$, при котором с увеличением напряжения u_1 на входе начинается достаточно резкое изменение напряжения на выходе, называть **напряжением** (амплитудой) **нижнего среза**.

Дешифратор амплитуд импульсов с кривой избирательности вида рис. 10-9,*а* может быть получен путем использования амплитудного ограничителя с последовательным включением диода по схеме на рис. 6-11.

Дешифраторы с кривой избирательности, приведенной на рис. 10-9,*б*, могут быть получены путем использования двусторонних диодных ограничителей, собранных по схеме на рис. 6-14, или ограничителя с использованием отсечки анодного и сеточного токов по схеме на рис. 6-15.

Во всех этих схемах напряжение нижнего среза U_{C1} определяется напряжениями $U_Б$ или $U_{Б.с}$, от величин которых зависит начало отпирания диодов или многоэлектродной лампы по анодному току.

В дальнейшем напряжения $U_Б$ и $U_{Б.с}$ будем называть опорными.

Очевидно, что при использовании диодного ограничителя по схеме на рис. 6-11

$$U_{C1}=U_Б,$$

а при использовании ограничителя с отсечкой анодного тока по схеме на рис. 6-15

$$U_{C1}=u_{c0}-U_{Б.с},$$

где u_{c0} — напряжение отпирания лампы.

Опорное напряжение $U_Б$ или $U_{Б.с}$ может быть получено от отдельного источника тока или снято с потенциометра.

Уровень ограничения по максимуму $U_{1пред}$ на рис. 10-9, *б* у двустороннего ограничителя по рис. 6-14 равен $U_{1пред}=$ $=U_{Б2}$, а у ограничителя по рис. 6-15 $U_{1пред}=-U_{Б.с}$.

Ограничители с многоэлектродными лампами (триоды, экранированные лампы или пентоды) имеют то преимущество, что одновременно с ограничением они производят усиление напряжения.

Используя два двусторонних ограничителя амплитуд импульсов, можно получить амплитудный дешифратор фильтрового типа с двусторонним контролем.

Принцип образования такого дешифратора иллюстрируется графиками на рис. 10-10.

В данном случае используются два ограничителя, образующие на выходе напряжения u_2' и u_2'' противоположных знаков.

Соединяя выходы этих ограничителей последовательно, получим результирующее напряжение $u_2=u_2'+u_2''$, график изменения которого показан на рис. 10-10, *в*.

Напряжение U_{C1}, как и ранее, будем называть напряжением нижнего среза. Напряжение U_{C2}, при котором с дальнейшим увеличением напряжения u_1 на входе напряжение на выходе остается постоянным (в рассматриваемом случае оно равно нулю), будем называть напряжением (амплитудой) верхнего среза.

На рис. 10-11 и 10-12 приведены схемы дешифраторов амплитуд импульсов фильтрового типа с двусторонним контролем.

Схема на рис. 10-11 построена с двумя ограничителями по рис. 6-14. На один из них (с диодами $Д'_1$ и $Д'_2$) подается

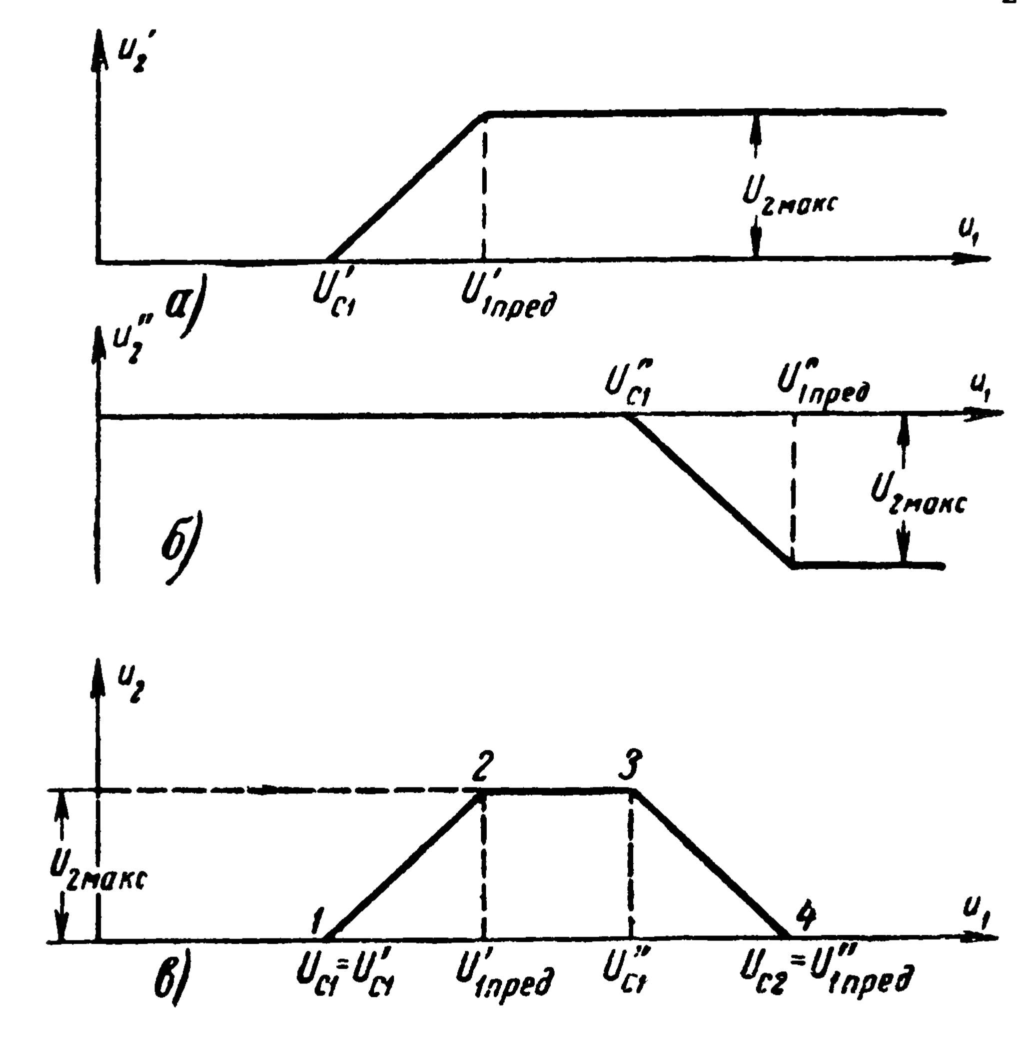


Рис. 10-10. Графики зависимости напряжения на выходе от напряжения на входе: *а* и *б* — напряжений на выходе двусторонних ограничителей; *в* — суммы этих напряжений.

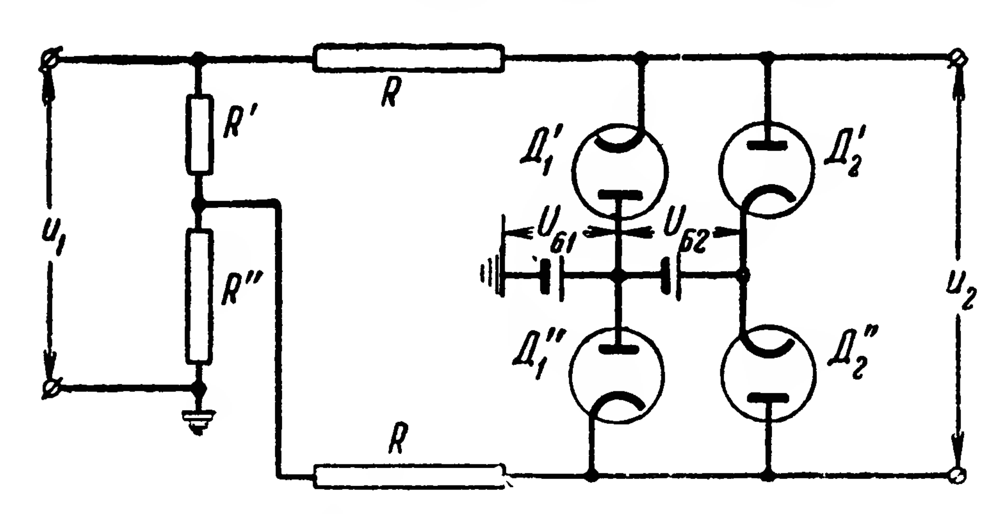


Рис. 10-11. Схема дешифратора амплитуд импульсов с двусторонними диодными ограничителями.

напряжение u_1, а на другой (с диодами $Д''_1$ и $Д''_2$) — часть этого напряжения, снимаемая с потенциометрического делителя $R'R''$. Кривая избирательности будет иметь вид, показанный на рис. 10-10, *в*.

Для нормальной работы схемы, так же как и при использовании отдельных ограничителей, необходимо соблюдение условия

$$R \gg R_д,$$

где $R_д$ — сопротивление диода, когда он проводит.

Сопротивления R' и R'' потенциометрического делителя должны быть малы сравнительно с сопротивлением R.

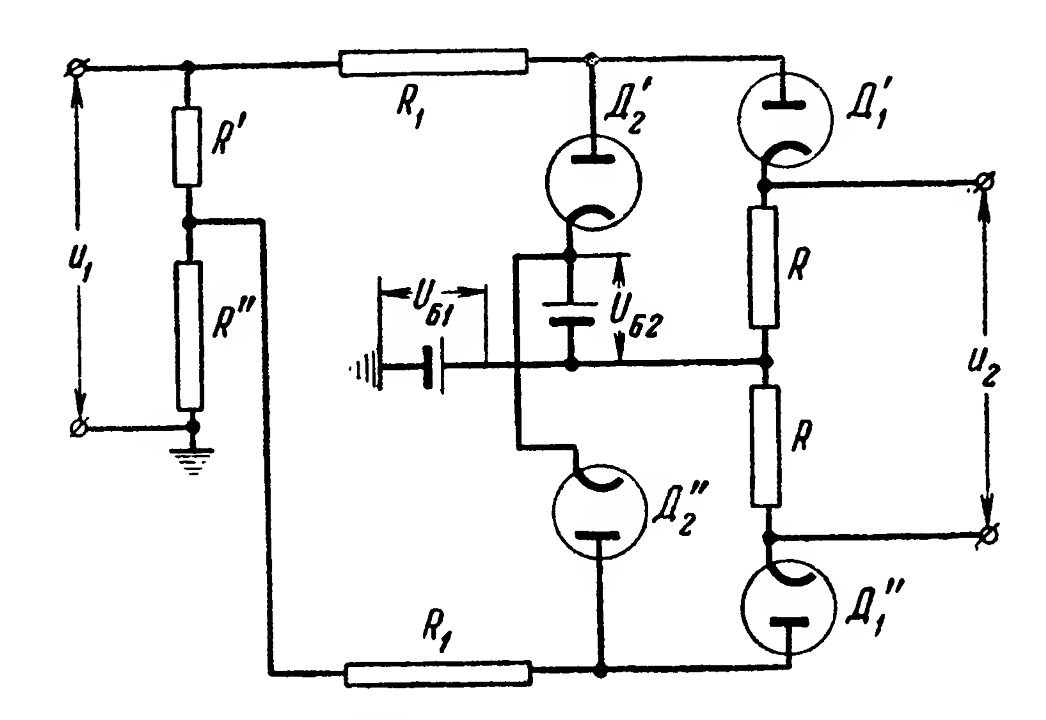


Рис. 10-12. Вариант схемы дешифратора амплитуд импульсов с двусторонними диодными ограничителями.

В данном случае напряжение нижнего среза

$$U_{C1} = U'_{C1} = U_{Б1}, \tag{10-3}$$

а напряжение верхнего среза

$$U_{C2} = U''_{1пред} = (U_{Б1} + U_{Б2})\left(1 + \frac{R'}{R''}\right). \tag{10-4}$$

Характерные точки *2*, *3* излома кривой избирательности на рис. 10-10, *в* соответствуют напряжениям на входе

$$U'_{1пред} = U_{Б1} + U_{Б2} \tag{10-5}$$

и

$$U''_{C1} = U_{Б1}\left(1 + \frac{R'}{R''}\right). \tag{10-6}$$

Очевидно, что кривая избирательности будет иметь вид, приведенный на рис. 10-10, *в*, если $U''_{C1} > U'_{1пред}$, или, учитывая последние два равенства:

$$U_{Б1}\frac{R'}{R''} > U_{Б2}. \tag{10-7}$$

Максимальное напряжение на выходе

$$U_{2\text{макс}} = U_{Б2}.$$

Сравнивая последнее равенство с (10-5) и (10-3), находим, что крутизна кривой избирательности на переднем скате *1 — 2*

$$S_и = \frac{du_2}{du_1} = 1. \qquad (10\text{-}8)$$

Для заднего ската *3—4* аналогично получим:

$$S_и = -1.$$

(При всех рассуждениях полагаем, что вольт-амперная характеристика диода в проводящей части линейна.)

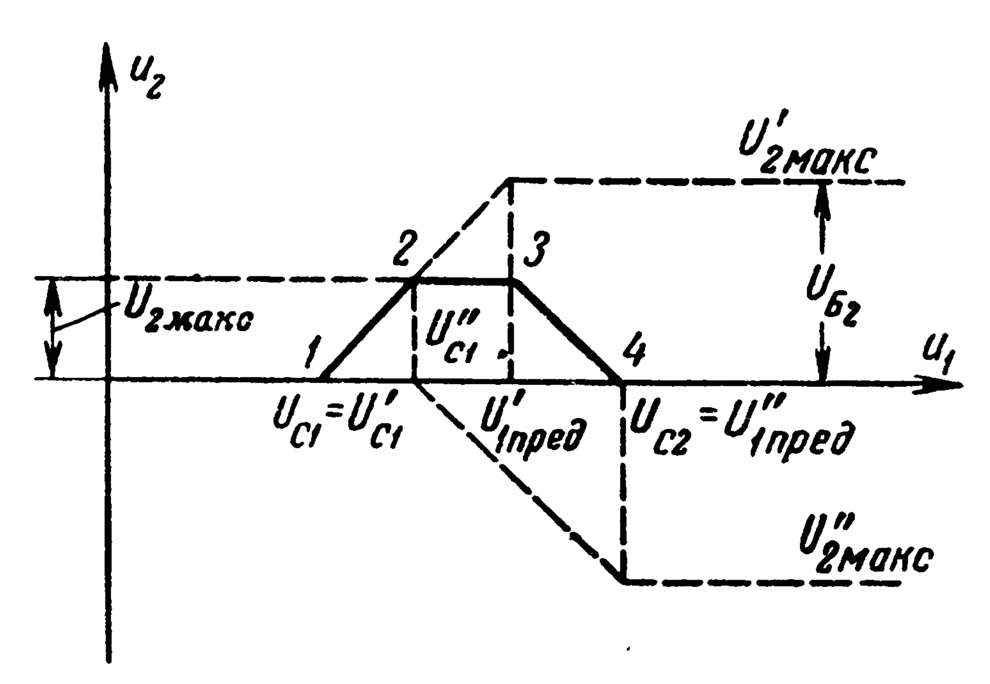


Рис. 10-13. Кривая избирательности амплитудного дешифратора с ограничителями при невыполнении условия (10-7).

Если условие (10-7) не выполняется, то, как видно из построения, приведенного на рис. 10-13, кривая избирательности имеет ту же форму, но максимальное напряжение на выходе и значения напряжения u_1 в характерных точках *2* и *3* изменяются.

Для дешифратора, собранного по схеме на рис. 10-12, получаются соотношения, аналогичные приведенным для дешифратора по схеме на рис. 10-11.

Крутизна скатов кривой избирательности в схеме на рис. 10-12 меньше, чем в схеме на рис. 10-11.

Преимущество схемы на рис. 10-12 состоит в том, что сопротивления R могут использоваться как нагрузочные.

Необходимо иметь в виду, что если с выхода дешифратора на рис. 10-11 или 10-12 напряжение u_2 подается на некоторое сопротивление нагрузки $R_н$, то выведенные соотношения и характеристики избирательности остаются справедливыми при условии, что сопротивление нагрузки достаточно велико, т. е. $R_н \gg R$. Это требование легко выполняется, если напряжение u_2 подается на усилитель.

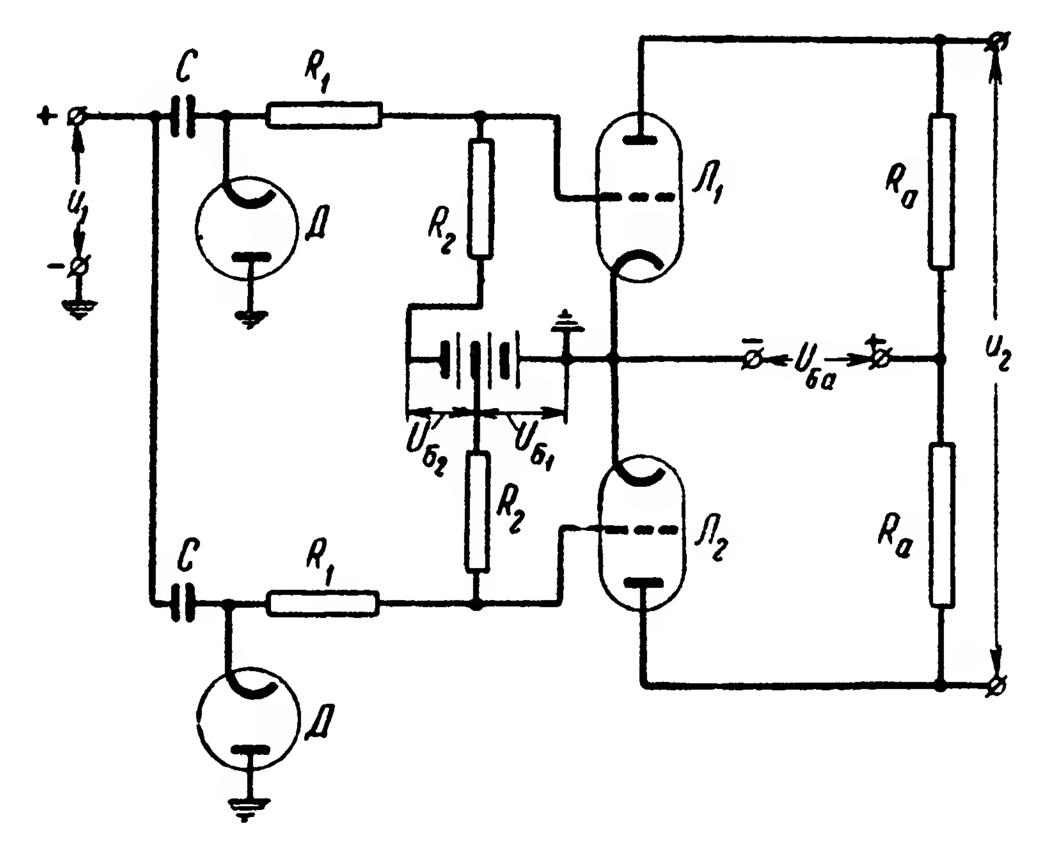


Рис. 10-14. Схема дешифратора амплитуд импульсов с двусторонними ограничителями на триодах.

На рис. 10-14 приведена схема дешифратора амплитуд импульсов с двусторонним контролем, собранная на триодах. Аналогичные схемы могут быть собраны с экранированными лампами или пентодами. В схеме используются два двусторонних ограничителя с триодами, собранные по схеме на рис. 6-15. Диоды *Д* выполняют вспомогательную задачу: они обеспечивают быстрое восстановление напряжения на конденсаторах *С* после окончания действия входного напряжения u_1.

Определим положение характерных точек кривой избирательности для данного дешифратора и крутизну скатов этой кривой.

Принимая, что анодно-сеточные характеристики ламп при напряжении на сетке $u_{с0} \leqslant u_с \leqslant 0$ линейны, получим кривую избирательности вида рис. 10-10, *в*.

При этом

$$\left.\begin{aligned} &U_{C1}=U'_{C1}=u_{c0}-U_{Б1};\\ &U'_{1пред}=-U_{Б1};\\ &U''_{C1}=u_{c0}-(U_{Б1}+U_{Б2});\\ &U_{C2}=U''_{1пред}=-(U_{Б1}+U_{Б2}). \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}9)$$

Характерные точки кривой будут располагаться, как показано на рис. 10-10, *в*, если

$$U''_{C1}>U'_{1пред},$$

или, учитывая (10-9),

$$u_{c0}>U_{Б2}.$$

Так как u_{c0} и $U_{Б2}$ отрицательны, то последнее неравенство может еще быть записано в виде

$$|u_{c0}|<|U_{Б2}|.$$

Максимальное напряжение на выходе

$$U_{2макс}=R_a I_{a0},$$

где I_{a0} — ток в анодной цепи при напряжении на сетке $u_c=0$.

Величина $U_{2макс}$ может быть также найдена из соотношения

$$U_{2макс}=(U'_{1пред}-U_{c1})K$$

или

$$U_{2макс}=-u_{c0}K, \qquad (10\text{-}10)$$

где K — коэффициент усиления каскада, который может быть определен обычным путем — построением динамической характеристики или по формуле

$$K=\frac{\mu R_a}{R_i+R_a}.$$

Из уравнения (10-10) и первых двух равенств (10-9) следует, что крутизна переднего ската (*1* — *2*) кривой избирательности

$$S_н=K.$$

Крутизна заднего ската (*3—4*) в силу симметрии схемы будет отличаться только знаком.

Рассмотренные схемы дешифраторов с ограничителями могут быть использованы также и для контроля амплитуд синусоидальных импульсов. Отличие будет лишь в том, что во всех приведенных выше соотношениях необходимо будет под u_1 понимать амплитуды синусоидальных импульсов на входе, а под u_2 — выпрямленное значение U_2 напряжения на выходе или амплитуду первой гармоники U_{21}.

Связь между амплитудой синусоидального напряжения на входе и U_2 или U_{21} при данном значении анодного напряжения может быть найдена обычным методом — путем разложения косинусоидального импульса с верхней и нижней отсечками в ряд Фурье.

При контроле амплитуды синусоидального импульса чаще всего используются выпрямленные напряжение или ток, получаемые на выходе дешифратора, для чего нагрузочные сопротивления на выходе дешифратора должны быть блокированы соответствующими емкостями.

Если к выходу схем на рис. 10-11, 10-12 и 10-14 подключить то или иное реле, то дешифраторы амплитуд импульсов фильтрового типа преобразуются в дешифраторы релейного типа. Область срабатывания последних будет определяться кривой избирательности дешифратора фильтрового типа и напряжением срабатывания выходного реле.

б) Стабилизация амплитуды среза

Из приведенных выше соотношений следует, что напряжения нижнего и верхнего срезов, а также положения характерных точек (*2*, *3*) кривой избирательности на рис. 10-10,*в* определяются опорными напряжениями $U_Б$ или $U_{\;Б}$ и $U_{Б2}$ и местом излома характеристики нелинейного элемента, используемого в схеме ограничителя, т. е. местом излома вольт-амперной характеристики диода, анодно-сеточной и сеточной характеристик многоэлектродных ламп.

До настоящего времени во всех рассуждениях мы принимали, что вольт-амперная характеристика диода линейно-ломаная.

В действительности для большинства диодов эта характеристика имеет вид, показанный на рис. 10-15. Из этого рисунка видно, что от идеальной линейно-ломаной характеристики действительная характеристика отличается тем, что:

1) ток в диоде начинает протекать при небольшом отрицательном напряжении на аноде, обычно порядка $u_{a0}=-0{,}2\div-0{,}8$ *в*; при напряжении на аноде, равном нулю, в диоде протекает ток I_{a0}, обусловленный начальной скоростью эмиттируемых электронов;

2) в начальной части характеристика нелинейна и приближенно может быть выражена экспонентой.

Изложенное в п. 1 может быть учтено, если во всех приведенных ранее соотношениях для схем с диодами уменьшить величину опорного напряжения $U_Б$ на величину u_{a0}, т. е. для расчета принять опорное напряжение равным

$$U_{Б.р}=U_Б-u_{a0}. \qquad (10\text{-}11)$$

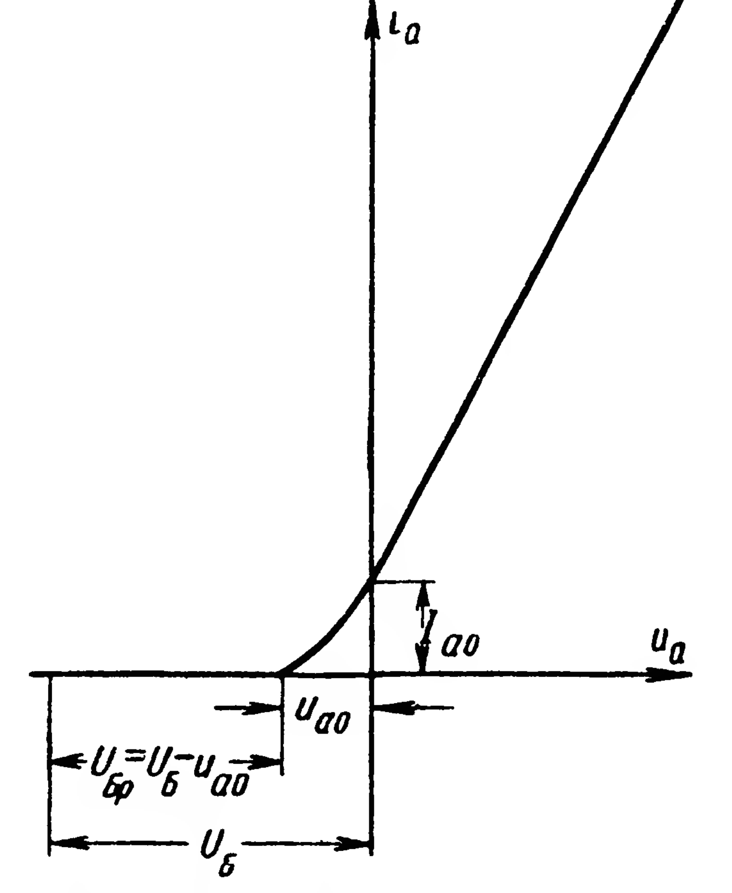


Рис. 10-15. Вольт-амперная характеристика диода.

Важным моментом в данном случае является то, что величина u_{a0} изменяется под влиянием ряда факторов:

а) изменения напряжения накала, вызывающего сдвиг характеристики; при уменьшении напряжения накала — вправо, при увеличении — влево;

б) смены ламп;

в) старения, вызывающего обычно сдвиг характеристики вправо;

г) окружающей температуры.

Обстоятельство, указанное в п. 2, обусловливает то положение, что в начальной части (у напряжений среза U_{c1} и U_{c2}) скат кривой избирательности имеет не линейную, а экспоненциальную форму. При этом чем меньшую крутизну излома имеет начальная часть характеристики диода, тем менее четко будут обозначены напряжения среза.

Таким образом, для работы в схемах амплитудных дешифраторов следует выбирать диоды, у которых характеристики имеют бо́льшие стабильность напряжения сдвига и крутизну излома. С этой точки зрения следует отдать предпочтение диодам с косвенным подогревом сравнительно с диодами прямого накала.

В рассмотренных схемах амплитудных дешифраторов могут быть использованы также и твердые выпрямители: германиевые или кремниевые, купроксные или селеновые.

Германиевый выпрямитель имеет то положительное качество, что у него крутизна излома больше, чем у обычного диода. Однако все твердые выпрямители имеют следующие недостатки:

а) Параметры их (напряжение сдвига u_{a0} и крутизна характеристики) сильно зависят от окружающей температуры.

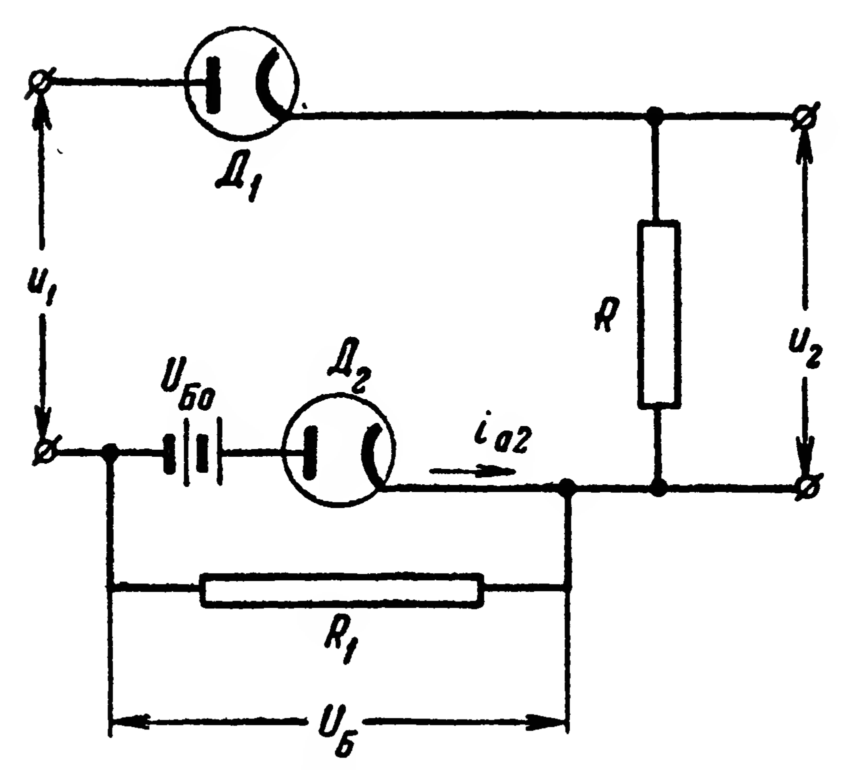


Рис. 10-16. Схема диодного амплитудного ограничителя со стабилизацией амплитуды среза.

б) Обратное сопротивление имеет конечное значение, в силу чего сопротивление, включаемое последовательно с диодом, нельзя брать очень большим.

Для компенсации сдвига характеристики под влиянием различных факторов применяют ряд схем, основанных на том, что сдвиг характеристики в одном диоде компенсируется сдвигом характеристики в аналогичном ему диоде, питаемом тем же напряжением накала. Для этой цели лучше всего использовать двойной диод с общим катодом.

На рис. 10-16 приведена схема ограничителя, собранная согласно рис. 6-11, с компенсацией сдвига характеристик диода.

В этой схеме диод $Д_1$ является основным, а диод $Д_2$ — компенсирующим. Опорное напряжение $U_Б$ создается за счет падения напряжения на сопротивлении R_1 при прохождении тока i_{a2}, образуемого источником напряжения $U_{Б0}$ и протекающего через диод $Д_2$, т. е.

$$U_Б = i_{a2} R.$$

Параметры схемы выбираются таким образом, чтобы начальный ток i_{a2} соответствовал точке перегиба вольтамперной характеристики диода $Д_2$.

На рис. 10-17 приведено построение, поясняющее работу схемы компенсации.

Из данного рисунка видно, что если сопротивление R_1 достаточно велико (угол α мал), то при уменьшении напряжения накала от значения $u'_н$ до значения $u''_н < u'_н$ опорное напряжение $U_Б$ уменьшится на величину

$$U'_Б - U''_Б = \Delta U_Б \approx \Delta u_{a0}, \tag{10-12}$$

где Δu_{a0} — сдвиг вольт-амперной характеристики, обусловленный изменением напряжения накала.

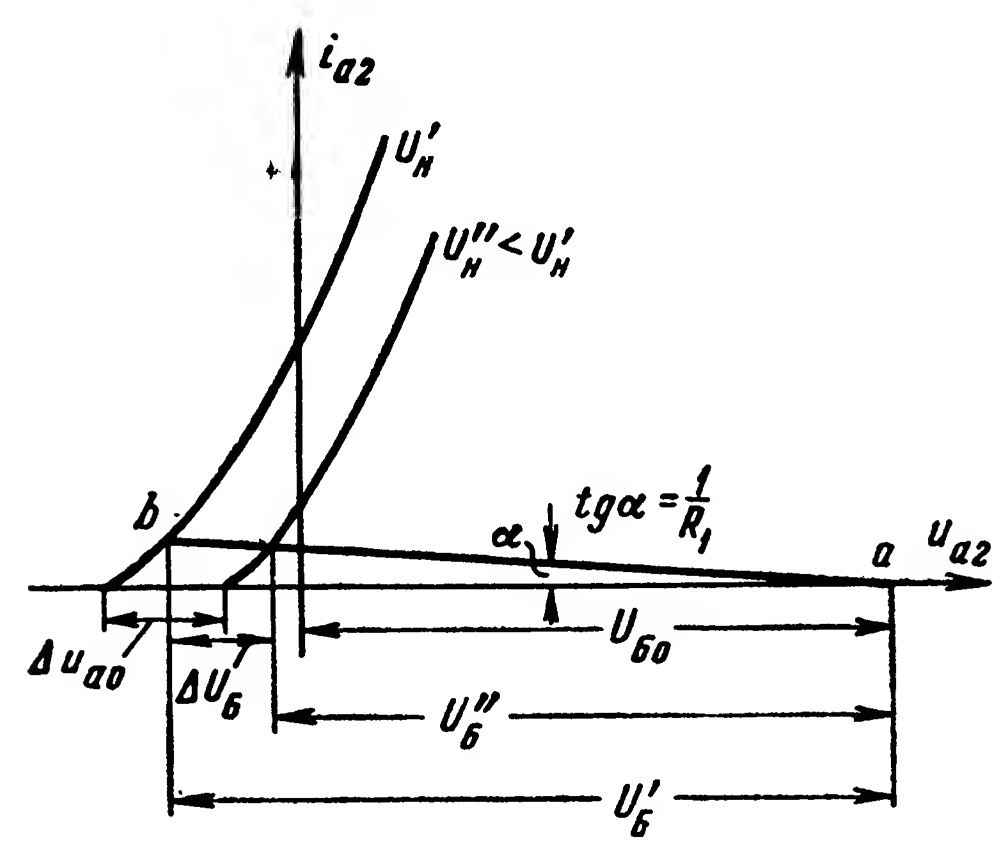


Рис. 10-17. Графики, поясняющие выбор режима и работу компенсирующего диода в схеме на рис. 10-16.

Если диоды $Д_2$ и $Д_1$ одинаковы, то, несмотря на сдвиг их характеристик при соблюдении равенства (10-12), опорное напряжение $U_{Б.р}$, определяемое уравнением (10-11), и, следовательно, напряжение нижнего среза остаются неизменными. Опыт показывает, что при изменении напряжения накала на $\pm 10\%$ применение такой схемы компенсации уменьшает сдвиг напряжения среза в 8—10 раз.

В триодах, экранированных лампах и пентодах положения мест излома анодно-сеточной и сеточной характеристик будут зависеть от тех же факторов, что и для диодов, и, кроме того, от напряжения на других электродах — аноде и электранирующей сетке. Поэтому стабильность напряжений среза в схемах ограничителей с многоэлектродными лампами ниже, чем в схемах с диодами.

При использовании ограничителей с многоэлектродными лампами наиболее существенной является нестабильность напряжения u_{c0} на управляющей сетке при запирании лампы по анодному току.

Крутизна излома анодно-сеточной характеристики меньше, чем вольт-амперной у диода, а сеточной — приблизительно такая же.

Для большинства случаев изменение опорного напряжения $U_Б$ вызывает такое же изменение напряжений среза. Следовательно, стабильность источника опорного напряжения должна выбираться в соответствии с требуемой точностью контроля амплитуд импульсов.

При стабилизации источника опорного напряжения и напряжений питания можно добиться высокой стабильности напряжений среза с отклонением от заданных значений не более десятых долей процента.

в) Увеличение крутизны скатов

Крутизна скатов кривой избирательности дешифраторов амплитуд импульсов может быть увеличена путем усиления выходного напряжения. Применение усилителей особенно необходимо в случае точного контроля амплитуд импульсов, когда для построения дешифраторов следует применять схемы с диодами, которые обеспечивают малую крутизну скатов ($S_и \approx 1$).

Для усиления напряжения, снимаемого с выхода дешифратора, могут быть использованы обычные схемы усилителей.

Если после усилителя поставить ограничитель амплитуд импульсов по максимуму, то форма кривой избирательности амплитудного дешифратора может быть приближена к прямоугольной. Получение такой формы кривой избирательности иллюстрируется

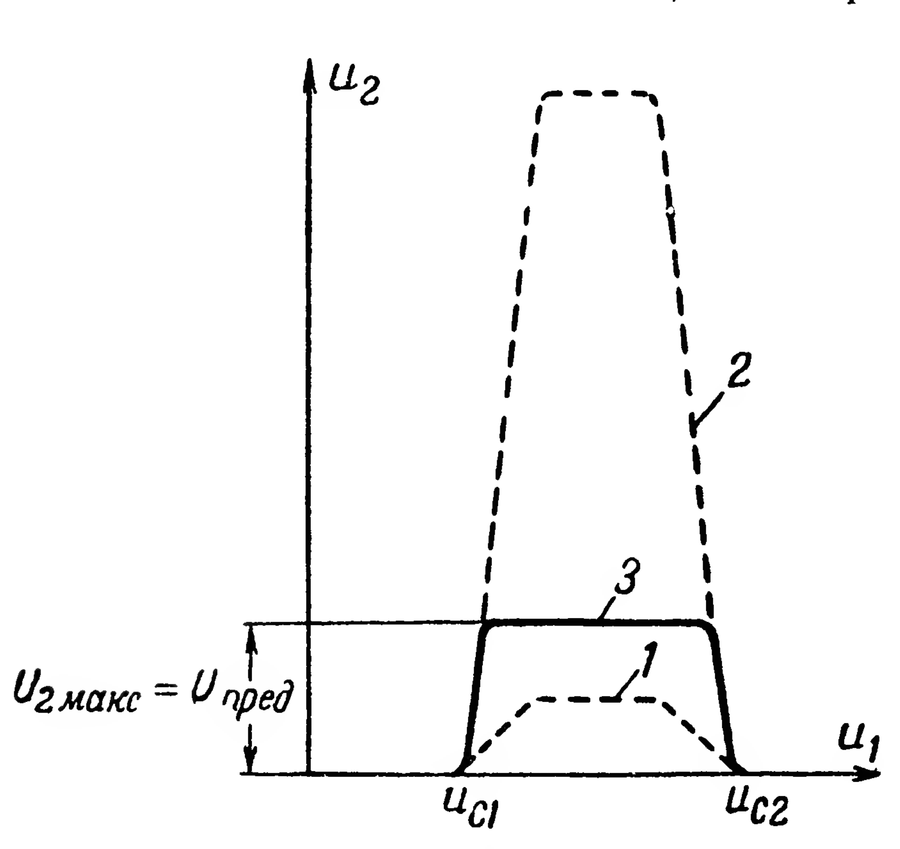


Рис. 10-18. Кривые избирательности дешифратора фильтрового типа.

1 — с диодными двусторонними ограничителями; *2* — с такими же ограничителями и усилителем; *3* — с двусторонними ограничителями, усилителем и ограничителем по максимуму.

графиками на рис. 10-18, где пунктирная кривая *1* изображает кривую избирательности, полученную с помощью дешифратора фильтрового типа, а пунктирная кривая *2* — с помощью дешифратора и усилителя. Сплошная кривая *3* изображает кривую избирательности, получаемую в схеме диодный дешифратор — усилитель—ограничитель по максимуму.

Используя ограничитель по максимуму с отсечкой сеточного тока по схеме на рис. 6-15, можно в одном каскаде получить усиление и ограничение по максимуму.

10-5. Шифраторы амплитуд импульсов

а) Шифраторы амплитуд с потенциометрическими делителями

Потенциометрический делитель является простейшим преобразователем амплитуд импульсов. На рис. 10-19 и 10-20 приведены примеры схем шифраторов с потенциометрическими делителями.

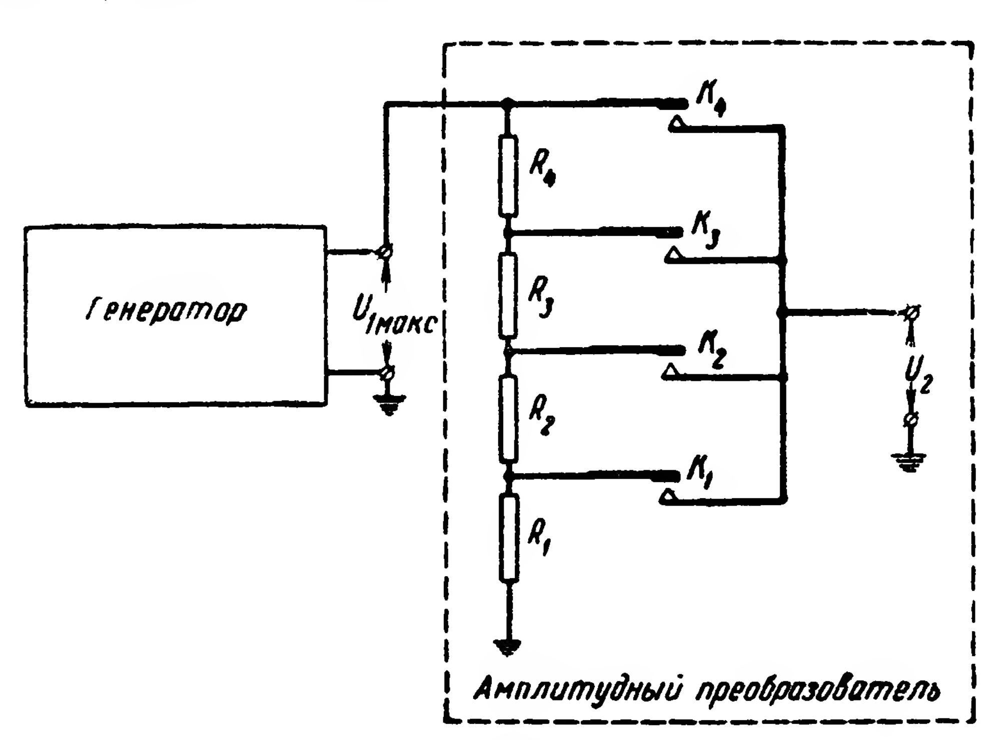


Рис. 10-19. Схема шифратора амплитуд импульсов с потенциометрическим делителем.

Значение амплитуд импульсов на выходе этих схем зависит от амплитуды напряжения на выходе генератора $U_{1макс}$ и коэффициента передачи потенциометрического делителя. Величина последнего может быть установлена различной путем замыкания контактов K_1—K_4.

Схема на рис. 10-20 по сравнению со схемой на рис. 10-19 имеет то преимущество, что изменение (регулировка) одного из рабочих значений амплитуды импульсов

может быть произведено путем изменения величины одного из сопротивлений независимо от других рабочих значений амплитуды импульсов.

На рис. 10-21 показан вариант схемы шифратора амплитуд импульсов с потенциометрическим преобразователем,

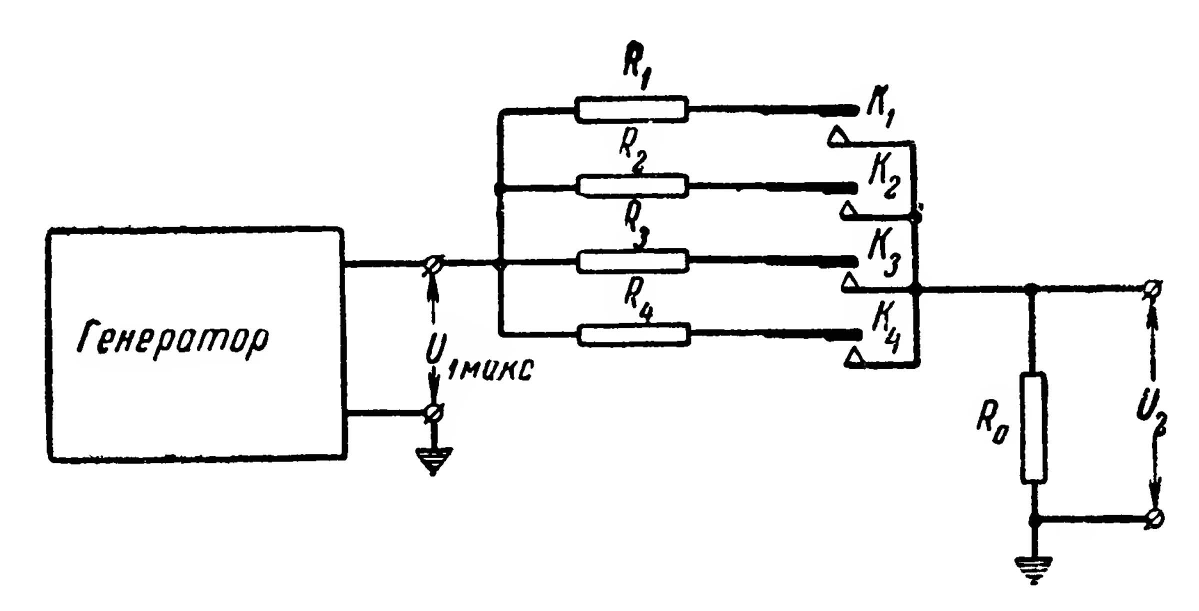


Рис. 10-20. Вариант схемы шифратора амплитуд импульсов с потенциометрическим делителем.

в котором на потенциометр подается постоянное напряжение $U_Б$, а для получения периодической последовательности импульсов на выходе включаются контакты манипулятора *М*.

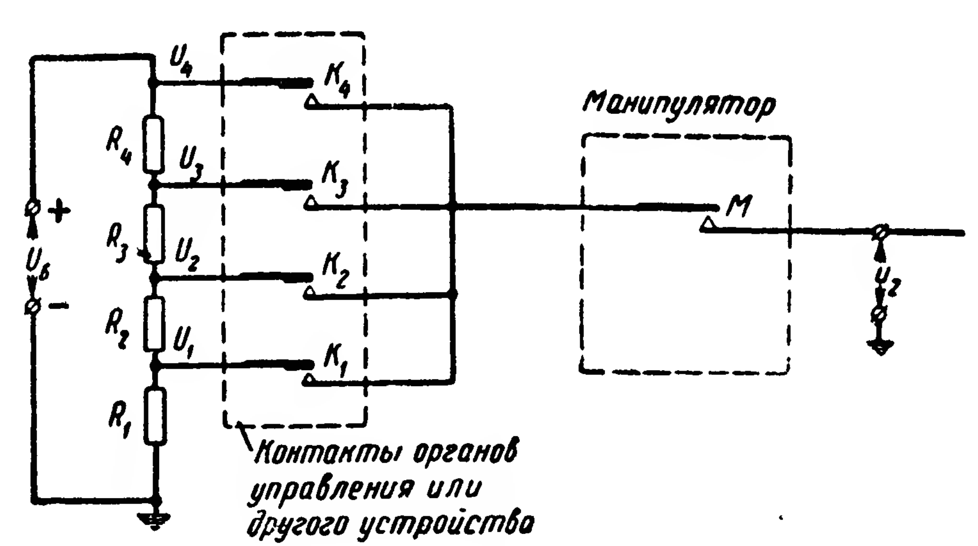


Рис. 10-21. Схема шифратора амплитуд импульсов с потенциометрическим делителем и контактным манипулятором.

Точность установки значений амплитуд импульсов в данном случае определяется стабильностью источников питания, сопротивлений потенциометрического преобразователя и сопротивления, подключаемого к выходу шифратора.

Влияние последнего может быть уменьшено, если сопротивления потенциометра выбрать достаточно малыми.

Стабилизация напряжения источников питания может быть произведена различными методами. В системах телеуправления часто используются:

а) параметрические стабилизаторы с неоновыми лампами и ферромагнитные;

б) компенсационные стабилизаторы с электронными лампами или магнитными усилителями.

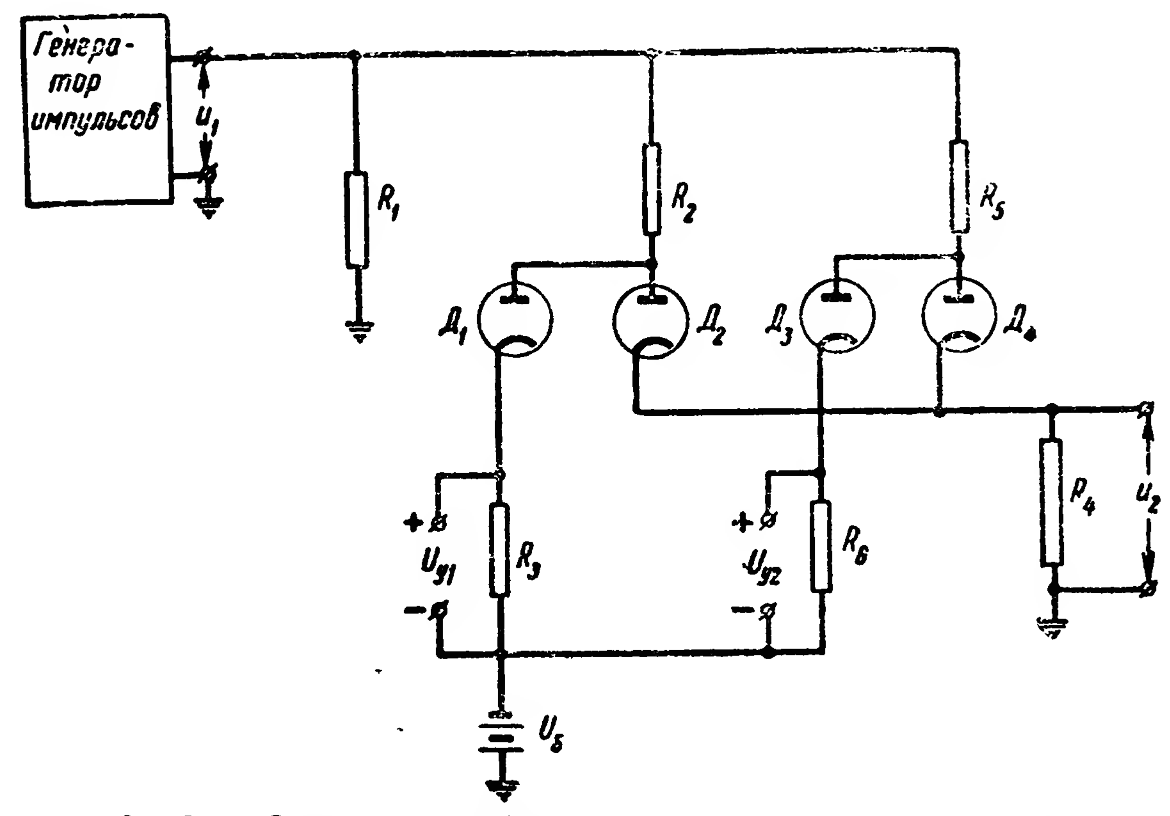


Рис. 10-22. Схема шифратора амплитуд импульсов с потенциометрическим делителем и диодными ключевыми элементами управления.

Стабильность напряжения или тока, обеспечиваемая современными стабилизаторами, характеризуется следующими отклонениями от заданных значений:

а) малая стабильность — 2—5%;

б) средняя стабильность — 0,5—2%;

в) высокая стабильность — 0,001—0,5%.

Систематическое изложение методов и схем стабилизации приведено в книге И. Г. Гольдреера [Л. 26].

Контактные органы, обеспечивающие подключение различных напряжений к некоторой точке схемы, могут быть заменены неконтактными элементами, например ключевыми схемами.

На рис. 10-22 приведен пример схемы амплитудного шифратора с потенциометрическим делителем, в которой используются ключевые схемы на рис. 7-21.

Схема на рис. 10-22 обеспечивает установку двух рабочих значений амплитуд импульсов. Если напряжение U_{y1} достаточно велико, так что оно больше правой части не-

равенства (7-14), а $U_{у2}=0$, то диоды $Д_1$ и $Д_4$ будут заперты, а диоды $Д_2$ и $Д_3$ проводят. При этом напряжение u_1 генератора будет передаваться на выход через потенциометрический делитель R_2R_4 (сопротивлением проводящего диода пренебрегаем). Если же $U_{у1}=0$, а $U_{у2}$ достаточно велико, то будет включен потенциометрический делитель R_5R_4. При $U_{у1}=0$ и $U_{у2}=0$ диоды $Д_2$ и $Д_4$ не проводят и напряжение на выходе $u_2=0$.

б) Шифраторы амплитуд импульсов с автотрансформаторами и трансформаторами

Для изменения амплитуд импульсов синусоидальных колебаний часто используются автотрансформаторы и трансформаторы с несколькими выводами. Последние могут подключаться к выходу шифратора с помощью контактных (рис. 10-23) или неконтактных элементов.

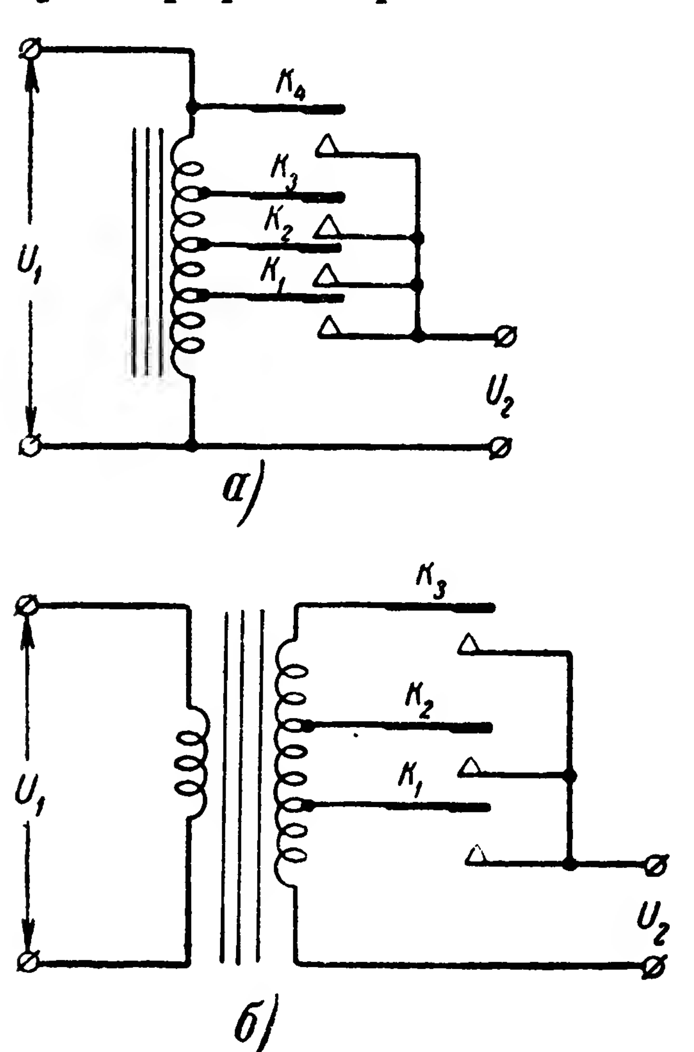


Рис. 10-23. Схема шифратора амплитуд импульсов синусоидального напряжения.

а — с автотрансформатором; *б* — с трансформатором.

Изменение амплитуды однополярных импульсов весьма малой длительности (единицы, десятки микросекунд) может быть получено с помощью импульсных трансформаторов [Л. 33].

в) Шифраторы амплитуд импульсов с ограничителями

Изменяя опорное напряжение в схеме ограничителя, можно получить различные значения амплитуды импульсов на его выходе при постоянной амплитуде импульсов на входе.

Для образования положительных импульсов на выходе шифратора должны использоваться ограничители по максимуму, а для образования отрицательных импульсов — ограничители по минимуму.

При использовании ограничителя необходимо, чтобы амплитуда импульсов на его входе была достаточно вели-

ка. В этом случае амплитуды импульсов на выходе ограничителя будут определяться только величиной опорного напряжения и характеристикой используемого нелинейного элемента (местом перегиба характеристики). Для стабилизации последней могут быть приняты меры, рассмотренные в данном параграфе.

На рис. 10-24 приведен пример схемы амплитудного шифратора с диодным ограничителем по максимуму.

Управляющее напряжение $U_у$ является опорным. Оно устанавливается органами управления, контроля или другими устройствами.

При соблюдении условий

$$R_д + R_у \ll R$$

и

$$u_1 > U_у,$$

где $R_д$ — прямое сопротивление детектора, получим:

$$u_2 \approx U_у,$$

т. е. амплитуды импульсов на выходе почти не зависят от амплитуд импульсов генератора и определяются лишь величиной управляющего напряжения.

Рис. 10-24. Схема шифратора амплитуд импульсов с диодным ограничителем.

г) Шифраторы амплитуд импульсов со стабилизированными усилителями

В качестве шифратора амплитуд импульсов может использоваться также усилитель, подключаемый к выходу генератора (рис. 10-25). Изменяя коэффициент усиления усилителя, можно получить различные рабочие значения амплитуд импульсов на его выходе.

Изменение коэффициента усиления усилителя может производиться обычными методами — путем изменения напряжения смещения на сетках или анодного напряжения в одном или нескольких каскадах. Для этого к усилителю должно подводиться соответствующее управляющее напряжение $U_у$.

Кроме того, изменение коэффициента усиления может производиться также путем воздействия на параметры отдельных элементов, например изменениями сопротивлений нагрузок в анодных цепях или цепях коллектора, сопротивления связи между каскадами и т. п.

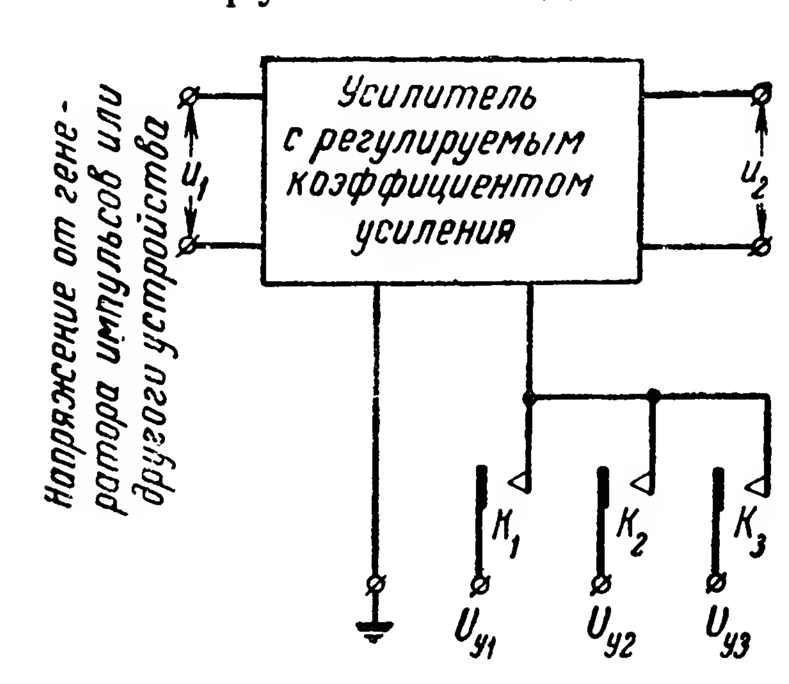


Рис. 10-25. Схема шифратора амплитуд импульсов с усилителем.

Точность установки требуемого значения амплитуды импульсов в таком шифраторе определяется стабильностью амплитуды импульсов на выходе генератора и стабильностью коэффициента усиления. Для обеспечения последней могут использоваться усилители со стабилизированными источниками питания и отрицательной обратной связью.

Амплитудные шифраторы с усилителями могут применяться для установки различных значений амплитуды однополярных, синусоидальных или каких-либо других форм импульсов.

10-6. Дешифраторы и шифраторы соотношения амплитуд импульсов

а) Общие сведения

Дешифратор соотношения амплитуд импульсов работает таким образом, что воздействие на ту или иную выходную цепь его определяется отношением амплитуды импульса сигнала (в дальнейшем будем его называть рабочим) к амплитуде так называемого опорного импульса.

Рабочий и опорный импульсы могут передаваться одновременно, например по различным каналам связи, или поочередно во времени. В последнем случае опорному импульсу придается тот или иной признак, отличающий его от рабочих импульсов. На рис. 10-26 приведен пример сигнала сообщения, в котором опорный импульс отличается от рабочих тем, что он имеет бо́льшую длительность.

Иногда опорный импульс отличается от рабочих тем, что он идет первым в серии импульсов сигнала управления. В этом случае опорному импульсу может предшествовать пауза, длительность которой значительно больше длительности пауз между рабочими импульсами.

Для дешифрирования сигнала, в котором опорный и рабочие импульсы передаются поочередно, применяется блок-схема, приведенная на рис. 10-27. Дешифратор отличительного признака опорного импульса разделяет цепи прохож-

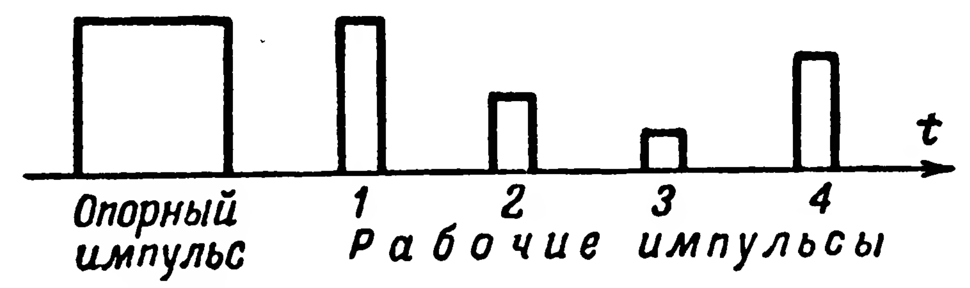


Рис. 10-26. Пример сигнала сообщения с различными соотношениями амплитуд опорного и рабочих импульсов.

дения опорного и рабочих импульсов. Опорный импульс подается на схему запоминания, на выходе которой напряжение или ток во время передачи всего сигнала сообщения остаются равными или пропорциональными напряже-

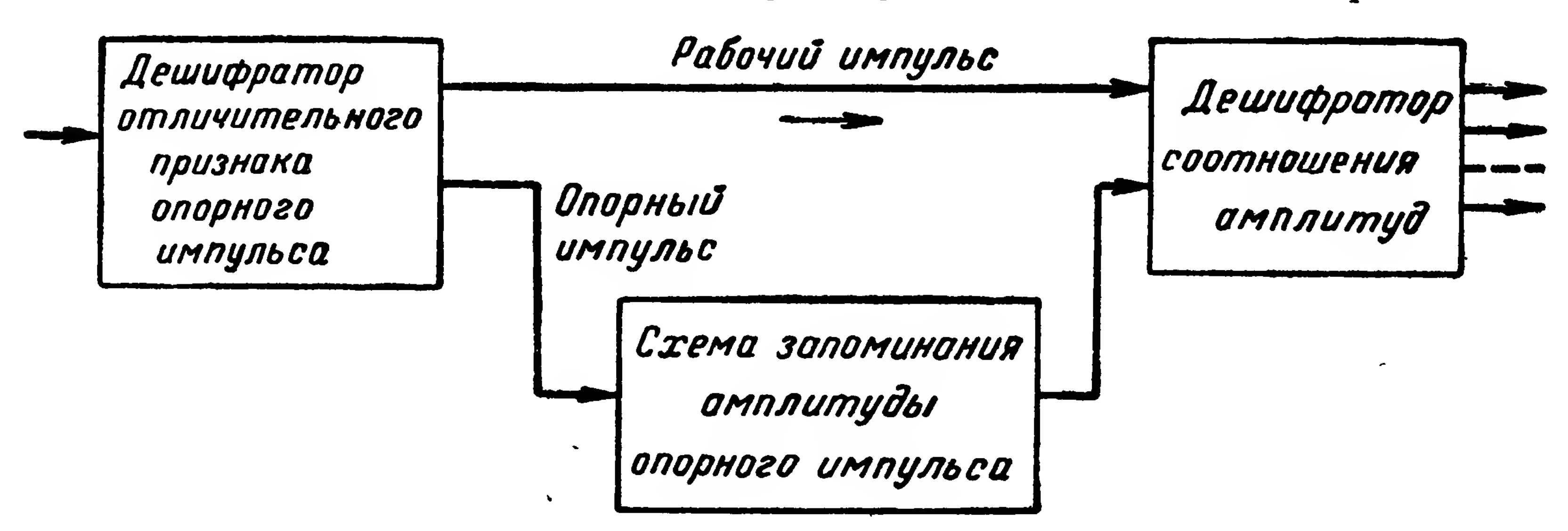


Рис. 10-27. Блок-схема дешифратора соотношения амплитуд импульсов передаваемых поочередно по одному каналу.

нию (току) опорного импульса. Дешифратор соотношения амплитуд реагирует на отношение амплитуды рабочего импульса к амплитуде напряжения или тока, снимаемого с выхода схемы запоминания.

На рис. 10-28 приведен пример схемы запоминания с использованием конденсатора-накопителя C и катодного повторителя. В этой схеме напряжение $U_р$, подаваемое на катод диода $Д_2$, больше напряжения опорного импульса ($U_р > u_{оп}$), так что при действии напряжения $U_р$ диод $Д_2$ заперт. При подаче опорного импульса на вход схемы конденсатор C заряжается через диод $Д_1$ до напряжения опорного импульса. С прекращением действия опорного импульса конденсатор C остается заряженным, ибо диод

$Д_1$ предотвращает возможность его разряда через входные цепи.

Напряжение на выходе катодного повторителя равно напряжению на конденсаторе C, т. е. $u_{оп}$. Последнее следует из свойства катодного повторителя, которое состоит

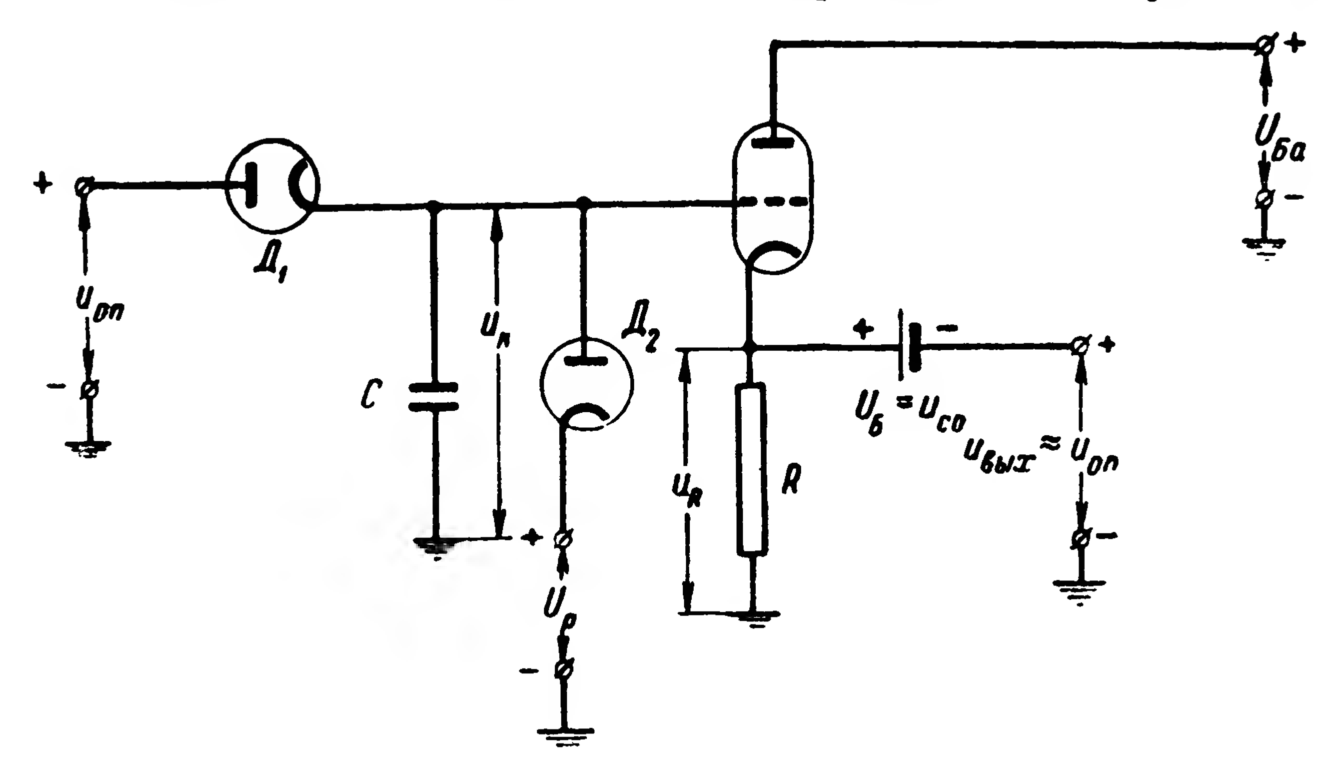


Рис. 10-28. Пример схемы запоминания амплитуды опорного импульса.

в том, что если коэффициент усиления лампы достаточно велик, то напряжение между ее сеткой и катодом устанавливается почти равным напряжению запирания $u_{с0}$ и, следовательно,

$$u_к - u_R \approx u_{с0},$$

где $u_к$ —напряжение на конденсаторе;

u_R — напряжение на катодном сопротивлении R.

Напряжение на выходе, очевидно, равно

$$u_{вых} = u_R + U_Б = u_к - u_{с0} + u_{с0} = u_к.$$

Вместо источника напряжения $U_Б = u_{с0}$ в схеме на рис. 10-28 может использоваться разделительный конденсатор достаточно большой емкости.

б) Схемы дешифраторов соотношения амплитуд импульсов

В схемах дешифраторов соотношения амплитуд импульсов может быть использован тот или иной способ сравнения напряжений или токов, создаваемых рабочим и опорным импульсами. Такое сравнение может осуществляться в схе-

мах с дросселями, ионными и электронными лампами, мостиковых схемах и др.

На рис. 10-29 приведен пример схемы дешифратора соотношения амплитуд импульсов с насыщающимися дросселями [Л. 6]. Намагничивание сердечников этих дросселей определяется токами, протекающими в обмотках w_1 и w_2. По обмоткам w_1 протекает ток i_1, пропорциональный

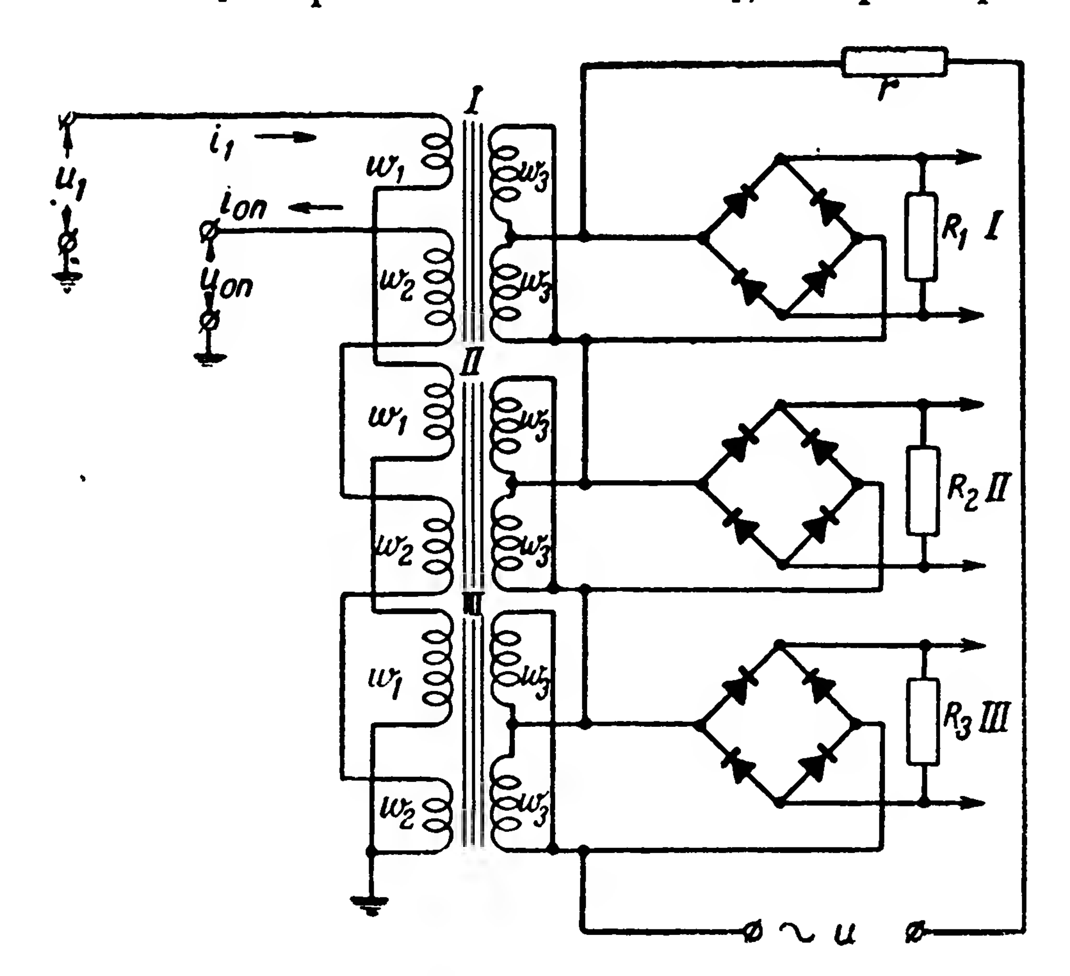


Рис. 10-29. Схема дешифратора соотношения амплитуд импульсов с насыщающимися дросселями.

амплитуде рабочего импульса, а по обмоткам w_2—ток $i_{\text{о.п}}$, пропорциональный амплитуде опорного импульса. Обмотки подключаются так, что н. с. в каждом дросселе равна

$$E = i_1 w_1 - i_{\text{оп}} w_2.$$

Соотношение между числом витков обмоток w_1 и w_2 выбирается различным для разных дросселей. Так, например, в дросселе *I* $w_1 < w_2$, в дросселе *II* $w_1 = w_2$, а в дросселе *III* $w_1 > w_2$. Сердечники дросселей выполняются из пермаллоя, который насыщается при весьма малых значениях н. с. Очевидно, что при воздействии на вход схемы рабочего и опорного импульсов ненасыщенным будет сердечник дросселя, для которого выполняется условие

$$i_1 w_1 - i_{\text{оп}} w_2 = 0;$$

следовательно,

$$\frac{i_1}{i_{оп}} = \frac{w_2}{w_1}. \qquad (10\text{-}13)$$

Обмотки w_3 различных дросселей соединены последовательно. Индуктивность этих обмоток зависит от насыщения сердечников. Индуктивность, а соответственно и переменное напряжение на обмотке w_3 дросселя с ненасыщенным сердечником велики, а с насыщенным — малы. Напряжения с обмоток подаются на выпрямительные мостики и

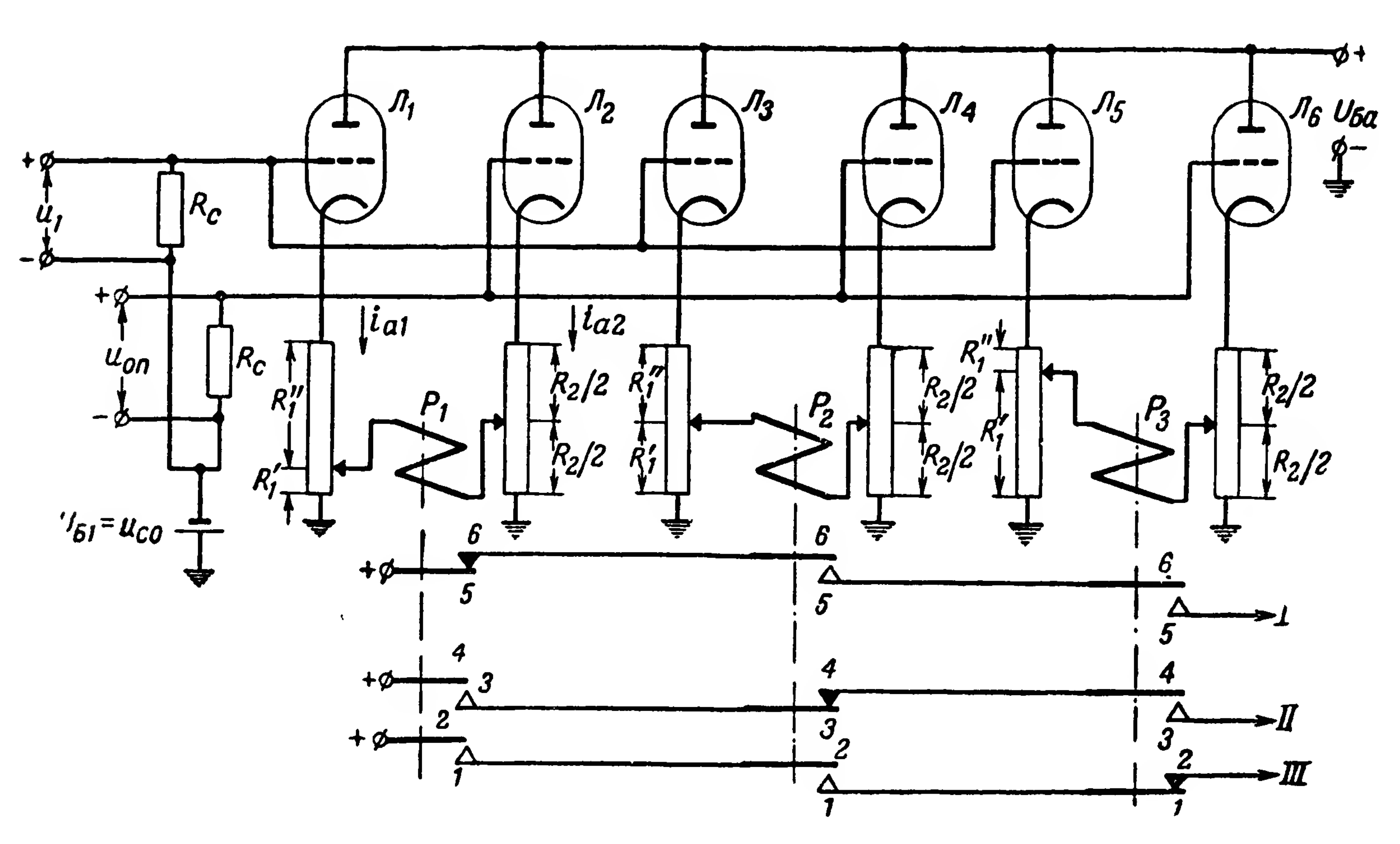


Рис. 10-30. Схема дешифратора соотношения амплитуд импульсов с электронными лампами.

затем на исполнительные цепи дешифратора. Таким образом, напряжение, подаваемое на исполнительную цепь, велико, если для соответствующего дросселя выполняется условие (10-13).

Сопротивление r обеспечивает малое напряжение на всех обмотках w_3 в случае, когда условие (10-13) не выполняется.

Для устранения взаимного влияния токов в обмотках w_1, w_2 и w_3 целесообразно использовать такие же сердечники, какие применяются в магнитных усилителях. Например, при использовании трехстержневых сердечников обмотки w_1 и w_2 нужно располагать на среднем стержне, а обмотки w_3 — на крайних. Можно также использовать и по два тороидальных сердечника на каждый элемент (*I*, *II* и *III*).

На рис. 10-30 приведен пример схемы дешифратора соотношения амплитуд импульсов с электронными лампами. В схеме используются катодные повторители, собранные на триодах $Л_1$—$Л_6$. Анодные токи повторителей $Л_1$, $Л_3$ и $Л_5$ пропорциональны амплитуде напряжения рабочего импульса, а токи повторителей $Л_2$, $Л_4$ и $Л_6$ — опорного импульса. Напряжение, подаваемое на обмотку нейтрального электромагнитного реле P_1, равно

$$u_{P1} = i_{a1}R_1' - i_{a2}\frac{R_2}{2},$$

где R_1' — часть катодного сопротивления лампы $Л_1$, включенная между обмоткой реле и общей точкой;

R_2 — катодное сопротивление лампы $Л_2$. (Полагаем, что сопротивление обмотки реле по сравнению с катодными сопротивлениями велико.)

Если напряжение отпускания реле P_1 выбрать достаточно малым, то данное реле будет в положении покоя при выполнении условия

$$i_{a1}R_1' - i_{a2}\frac{R_2}{2} = 0$$

или

$$\frac{i_{a1}}{i_{a2}} = \frac{u_1}{u_{оп}} = \frac{R_2}{2R_1'}. \qquad (10\text{-}14)$$

Аналогичные условия имеют место и для реле P_2 и P_3.

Меняя значения сопротивления R_1', можно добиться, чтобы при данном соотношении амплитуд рабочего и опорного импульсов одно из реле было в положении покоя, а другие в рабочем положении.

Суммирующие цепи, собранные из контактов реле P_1, P_2 и P_3, обеспечивают подключение напряжения к различным выходным цепям в зависимости от положений этих реле. Так например, если реле P_1 будет в положении покоя, а реле P_2 и P_3 в рабочем положении, то дешифратор подключит напряжение к выходной цепи *I*.

в) Шифраторы соотношения амплитуд импульсов

Шифраторы соотношения амплитуд импульсов должны обеспечивать установку различных соотношений амплитуд рабочих и опорных импульсов в сигнале сообщения.

Если рабочие и опорный импульсы формируются в различных цепях и передаются по различным каналам связи то для установки различных значений соотношения амплитуд этих импульсов могут использоваться те же элементы, что и в обычных шифраторах амплитуд. При этом для получения необходимых значений амплитуд рабочих и опорного импульсов используется, как правило, один и тот же источник напряжения или генератор импульсов.

В случае, когда рабочие и опорные импульсы передаются поочередно по одному каналу связи, для формирования сигнала сообщения используются шифраторы амплитуд импульсов и распределитель.

Глава одиннадцатая

ДЕШИФРАТОРЫ И ШИФРАТОРЫ ДЛИТЕЛЬНОСТИ И СООТНОШЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТЕЙ ПОСЫЛОК

11-1. Общие сведения

а) Определение длительности импульсов и пауз

При контроле длительности токовых посылок сигнала сообщения в декодирующем устройстве обычно эти посылки преобразуются в однополярные импульсы напряжения или

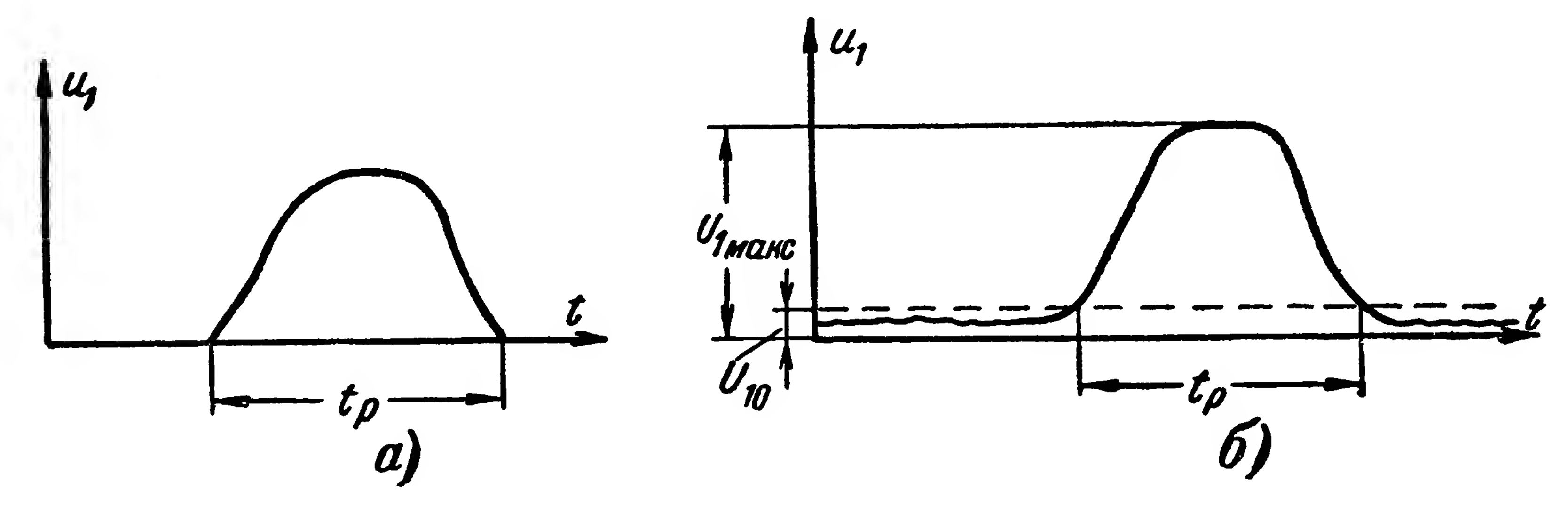


Рис. 11-1. Отсчет длительности импульсов.
а — при нулевом уровне напряжения в отсутствие импульса; *б* — при наличии шумов и искажений.

тока. Аналогично в кодирующем устройстве при формировании посылок сигнала сообщения с определенной длительностью обычно предварительно формируются однополярные импульсы требуемой длительности.

Длительностью $t_р$ однополярного импульса называется промежуток времени от начала его возникновения до окончания (рис. 11-1).

При прохождении сигнала через различные элементы приемного и декодирующего устройств он претерпевает искажения. Так, в частности, вследствие влияния индуктивностей и емкостей передний и задний фронты его растягиваются; кроме того, к напряжению сигнала прибавляются напряжения помех, приходящих извне (по каналу связи), и собственные шумы. При наличии таких искажений уже не представляется возможным сколько-нибудь точно определить начало и окончание импульса (рис. 11-1,*б*). В таких случаях условливаются начало и окончание импульса фиксировать на некотором начальном уровне напряжения (U_{10}) или тока.

Начальный уровень напряжения U_{10} должен выбираться таким, чтобы действие напряжений с величиной, равной или меньшей этого уровня ($u_1 \leqslant U_{10}$), не оказывало сколько-нибудь заметного влияния на работу последующих цепей и элементов при отсутствии импульсов. На практике очень часто начальный уровень напряжения выбирают равным

$$U_{10} = (0{,}05 - 0{,}1)\, U_{1\text{макс}},$$

где $U_{1\text{макс}}$ — максимальное напряжение (амплитуда) импульса.

Нетрудно видеть (рис. 11-1,*б*), что изменение крутизны фронта и спада импульсов или уровня отсчета U_{10} вследствие нестабильности параметров тех или иных элементов схемы или под действием помех приводит к изменению фиксируемого значения длительности $t_\text{р}$ импульса (искажение длительности посылки). Можно показать, что эти изменения $t_\text{р}$ будут тем меньше, чем больше крутизна фронтов импульса при напряжении, равном уровню отсчета (U_{10}). Учитывая это обстоятельство, часто уровень отсчета выбирают таким, чтобы крутизна переднего и заднего фронтов импульса на этом уровне была наибольшей. Во многих случаях это требование выполняется при

$$U_{10} \simeq 0{,}5 U_{1\text{макс}}.$$

Фиксирование уровня отсчета в схеме может быть реализовано с помощью ограничителей или реле. Так, например, если импульс, изображенный на рис. 11-1,*б*, пропустить через ограничитель по минимуму с порогом ограничения, равным начальному уровню U_{10}, то на выходе ограничителя мы получим импульс с четкой фиксацией его

начала и окончания. Для лучшей фиксации этого импульса последующими элементами схемы целесообразно максимально увеличить крутизну его переднего и заднего фронтов, т. е. приблизить форму импульса к прямоугольной. Последнее может быть достигнуто с помощью различных элементов формирования (см. гл. 6).

При подведении контролируемого импульса к реле начало его (уровень отсчета по переднему фронту) фиксируется срабатыванием реле, а окончание (уровень отсчета

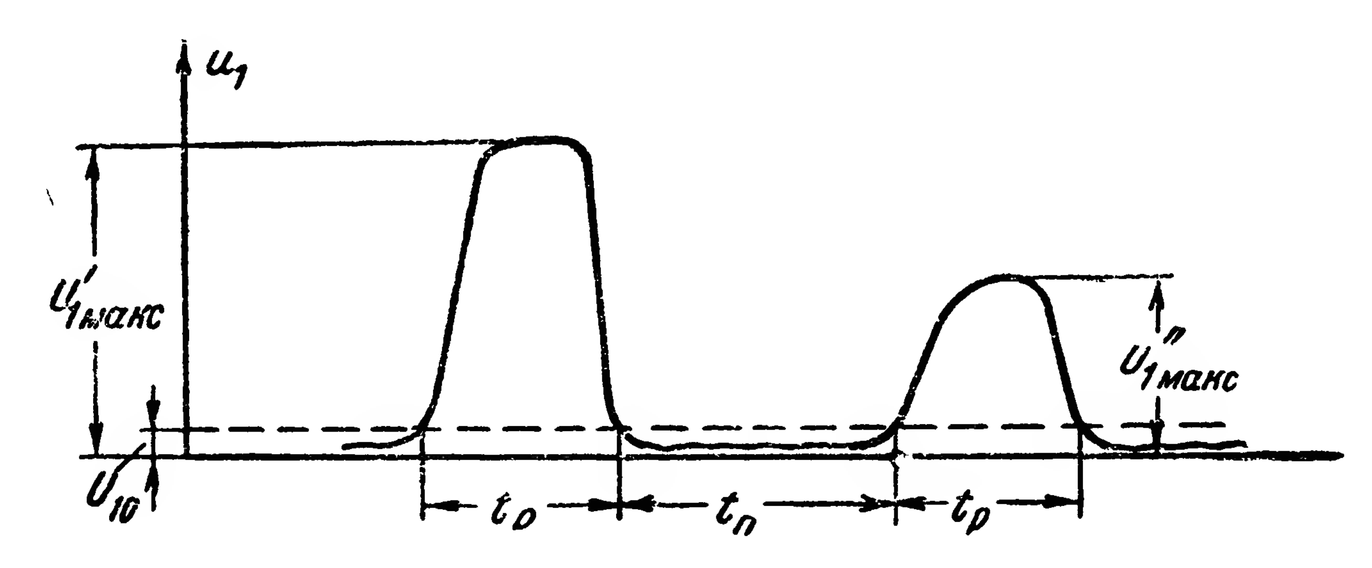


Рис. 11-2. Отсчет длительности импульсов и пауз в сигнале при наличии шумов и искажений.

по заднему фронту) — отпусканием реле. Ввиду неравенства параметров срабатывания и отпускания реле фиксация начала и окончания импульса в этом случае будет производиться на разных уровнях (см. § 6-2).

Длительностью паузы ($t_п$) называется промежуток времени между окончанием данного импульса и началом последующего (рис. 11-2).

Как и при отсчете длительности импульсов, в общем случае отсчет длительности пауз необходимо вести на некотором начальном уровне (уровень отсчета).

б) Взаимные преобразования импульсов и пауз

При формировании и дешифрировании сигнала сообщения импульсы могут быть преобразованы в паузы, и наоборот. Такое преобразование может быть выполнено с помощью простейших элементов: реле, усилителей и ограничителей.

На рис. 11-3 приведен пример схемы преобразователя импульсов в паузу с электромагнитным реле.

Во время прохождения импульса входного напряжения u_1 реле *P* срабатывает и размыкает контакты *1*, *2*. При этом

напряжение на выходе $u_2=0$, т. е. образуется пауза. При $u_1=0$ (пауза для входного напряжения) реле P отпускает, $u_2=U_Б$, т. е. на выходе образуется импульс напряжения.

Аналогичное преобразование может быть выполнено с помощью неконтактного реле (рис. 11-4). Подавая на вход такого реле положительные импульсы, можно получить на выходе его отрицательные импульсы (рис. 11-5), а суммируя последние с постоянным положительным напряжением, осуществлять необходимые преобразования.

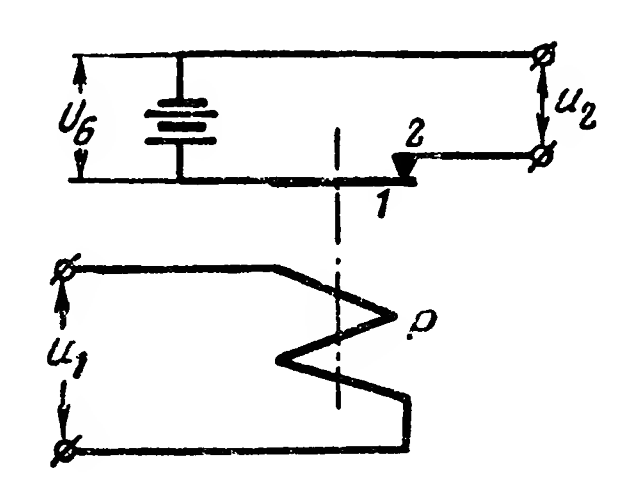


Рис. 11-3. Схема преобразования импульсов в паузы с электромагнитным реле.

Если длительности импульсов и пауз невелики, например менее десятых долей секунды, а сопротивление нагрузки, к которому подключается напряжение u_2, достаточно большое, то источник напряжения $U_Б$ в схеме на рис. 11-4 может быть заменен разделительным конденсатором.

Для преобразования импульсов в паузы с помощью усилителя и ограничителя необходимо, чтобы напряжение на выходе усилителя было сдвинуто по фазе относительно напряжения на входе на 180°. Подавая на вход такого усилителя импульсы напряжения u_1 вида импульсов на рис. 11-6,*а*, на выходе его получим импульсы $u_{ус}$ вида импульсов на рис. 11-6,*б*. Используя ограничитель по минимуму с порогом ограничения $u_{ог}$, импульсы, показанные на рис. 11-6,*б*, могут быть преобразованы в импульсы вида импульсов на рис. 11-6,*в*.

Во всех рассмотренных случаях преобразование импульсов в паузы сопровождается некоторым искажением, которое состоит в том, что длительность получаемых на выходе преобразователя пауз $t'_п$ и импульсов $t'_р$ несколько от-

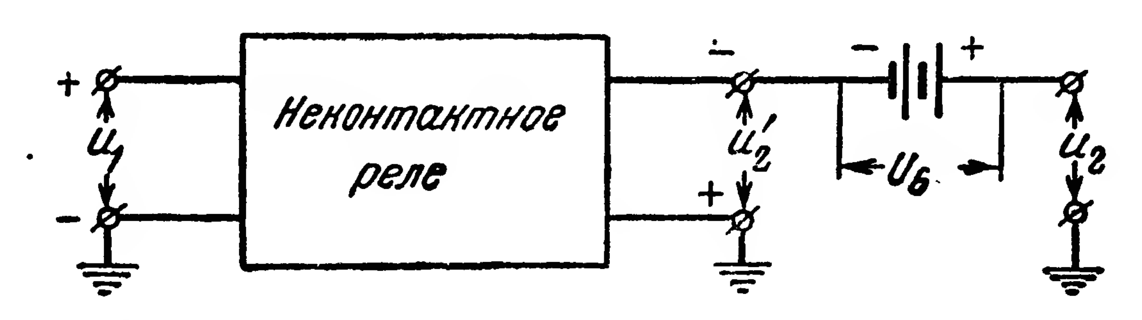


Рис. 11-4. Схема преобразования импульсов в паузы с неконтактным реле.

личается от длительности соответствующих импульсов $t_р$ и пауз $t_п$ на его входе. Эти искажения могут быть сделаны достаточно малыми путем соответствующего выбора временны́х параметров реле, а для случая, показанного на

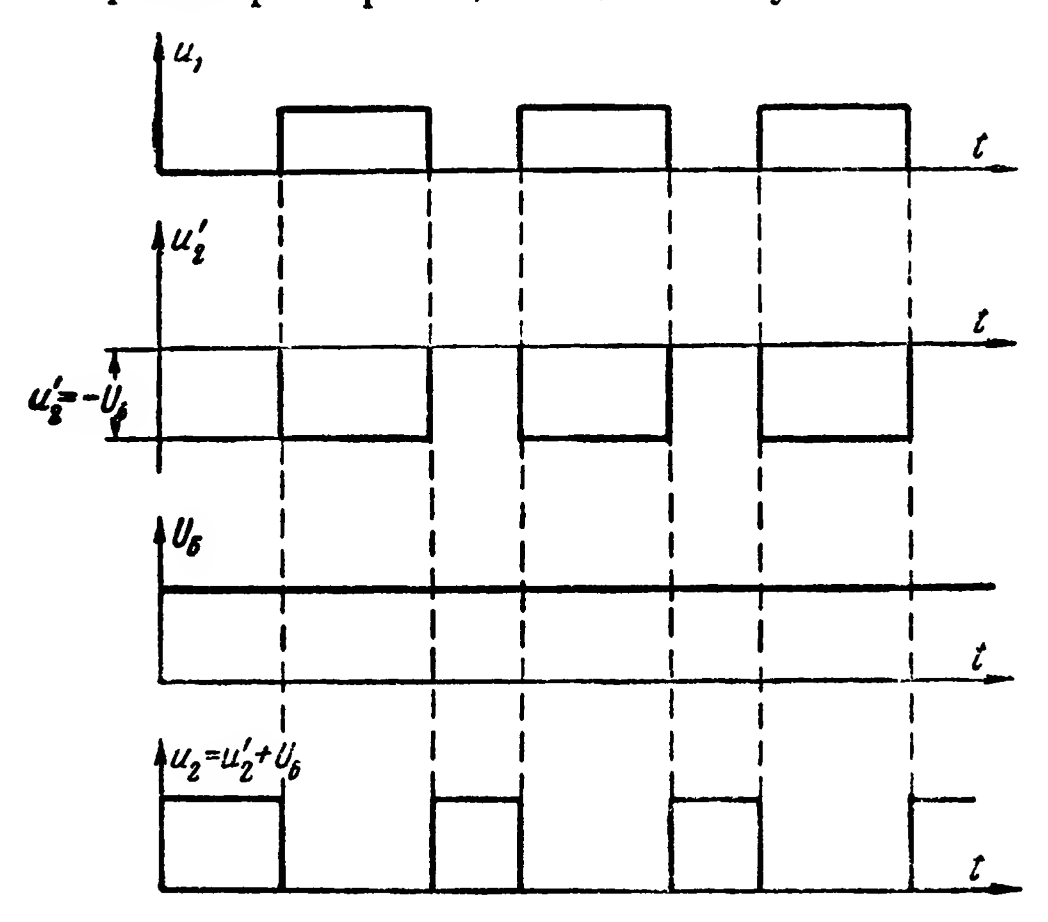


Рис. 11-5. Графики изменений во времени напряжений на входе и выходе преобразователя по схеме на рис. 11-4.

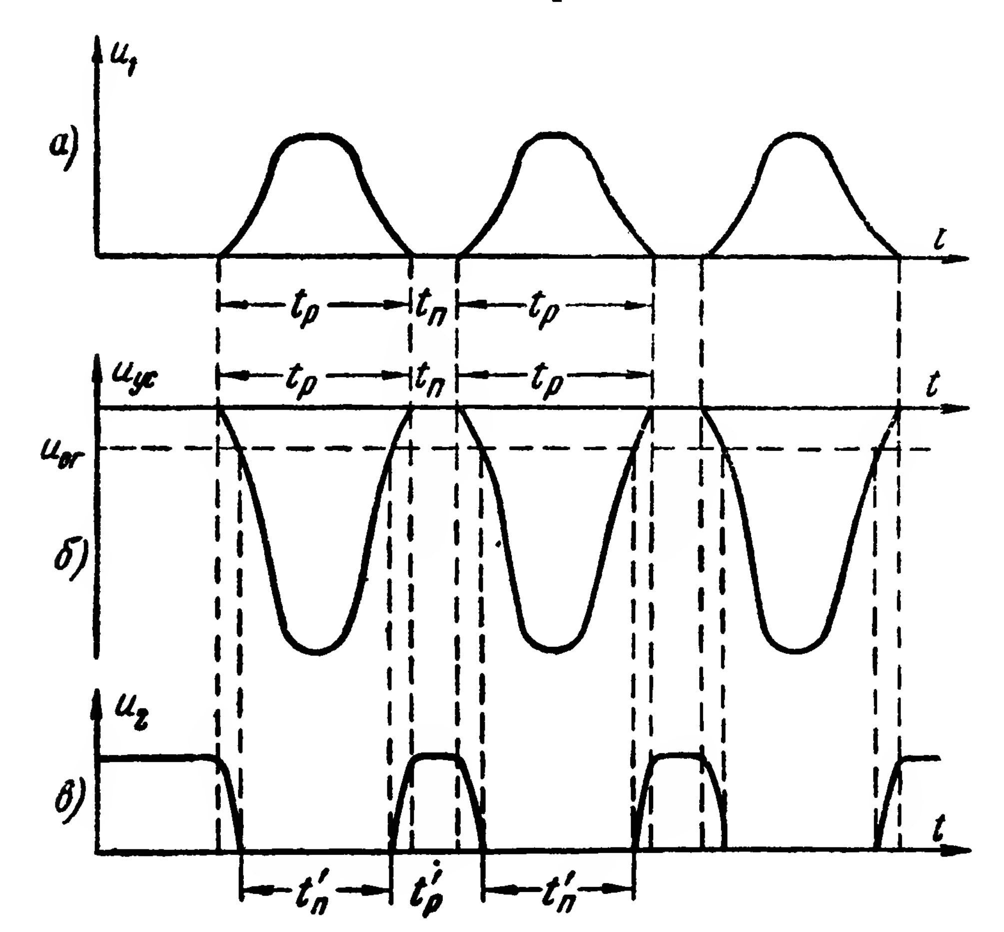


Рис. 11-6. Временны́е графики работы преобразователя импульсов в паузы с усилителем и ограничителем.

а — напряжение на входе усилителя; *б* — напряжение на выходе усилителя; *в* — напряжение на выходе ограничителя по минимуму.

рис. 11-6, —путем применения малого уровня ограничения и усилителя с большим коэффициентом усиления.

Ввиду простоты преобразования импульсов в паузу и наоборот одни и те же шифраторы и дешифраторы могут быть использованы для формирования и контроля длительности импульсов и пауз.

в) Дешифраторы длительности посылок

Дешифраторы длительности посылок (импульсов и пауз) строятся обычно с различного рода инерционными элементами и одновибраторами, выполняющими задачу различителей, или функциональными преобразователями длительности посылок.

В качестве инерционных элементов в дешифраторах длительности импульсов используются различного рода реле и электрические линии задержки.

При использовании инерционных элементов длительность контролируемой посылки сравнивается с длительностью некоторого процесса, происходящего в данном элементе при воздействии посылки.

При применении одновибраторов длительность контролируемой посылки сравнивается с длительностью импульса, формируемого этим одновибратором.

В дешифраторах длительности посылок с преобразователями используется обычно преобразование длительности контролируемой посылки в число импульсов или амплитуду пилообразного импульса. Число или амплитуда импульсов, получаемых на выходе такого преобразователя, контролируются затем соответствующими дешифраторами (числа или амплитуды импульсов).

г) Шифраторы длительности посылок

Шифраторы длительности посылок строятся как по принципу воздействия на параметры генератора импульсов, так и с преобразователями. В последнем случае применяются на практике следующие преобразования:

а) пилообразных импульсов в импульсы прямоугольной формы с требуемой длительностью;

б) кратковременных импульсов постоянной длительности в импульсы прямоугольной формы с требуемой длительностью;

в) периодической последовательности некоторого числа импульсов в непрерывную посылку (импульс или паузу), длительность которой пропорциональна числу импульсов в данной последовательности.

11-2. Дешифраторы длительности посылок с электромагнитными реле

а) Дешифраторы одного рабочего значения длительности посылок

Электромагнитные реле, выполняющие задачи различителей длительности посылок в схемах дешифраторов, используются как инерционные элементы. Инерционность реле характеризуется его временами срабатывания и отпускания. В дешифраторе с релейными различителями производится сравнение длительности посылки со временем срабатывания или отпускания одного или нескольких реле.

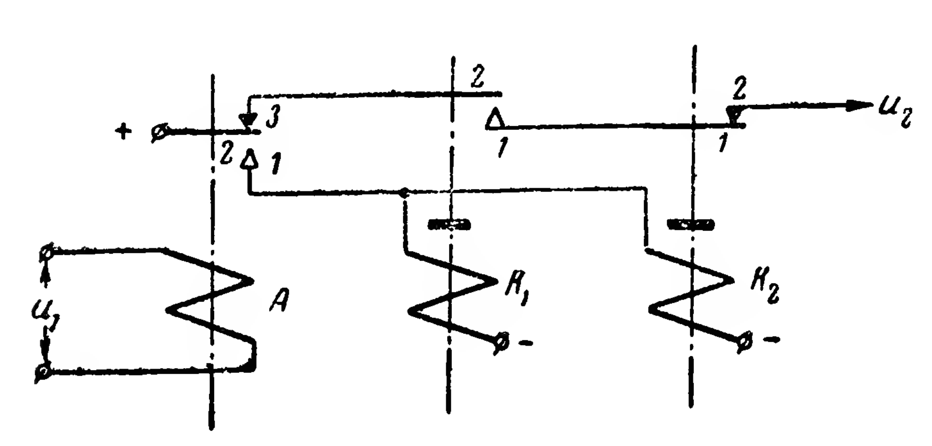


Рис. 11-7. Схема дешифратора одного рабочего значения длительности импульсов с электромагнитными реле.

Так, например, легко получить схему, работающую таким образом, что напряжение на выходе ее возникает лишь в случае, если длительность импульсов на входе будет больше или меньше времени срабатывания или отпускания какого-либо реле. Для построения дешифраторов с двусторонним контролем длительности посылок могут быть использованы два реле с различными значениями времен срабатывания или отпускания.

На рис. 11-7 изображен пример схемы дешифратора длительности импульсов с электромагнитными реле.

Реле K_1 и K_2 имеют замедление на срабатывание и отпускание. Основным в данном случае является замедление на срабатывание. Необходимость замедления реле на отпускание будет пояснена ниже.

Времена срабатывания реле K_1 и K_2 удовлетворяют требованию $t_{ср2} > t_{ср1}$.

Реле A выполняет задачу элемента контроля прохождения посылки и одновременно является входным. С подачей на вход дешифратора контролируемого импульса напряжения u_1 реле A срабатывает, размыкает свои контакты *2*, *3* и замыкает контакты *2*, *1*. С замыканием контактов *2*, *1* получают питание одновременно реле K_1 и K_2.

Допустим, что реле A не искажает длительности $t_р$ пе-

редаваемых импульсов; время $t_{р.А}$, в течение которого контакты *1*, *2* реле *А* замкнуты, равно длительности $t_р$ входного импульса. Это будет при условии равенства времен срабатывания и отпускания реле *А* ($t_{ср.А}=t_{от.А}$).

Рассмотрим три характерных случая:

$$t_р < t_{ср1}; \tag{11-1}$$

$$t_{ср1} \leqslant t_р < t_{ср2}; \tag{11-2}$$

$$t_р \geqslant t_{ср2}. \tag{11-3}$$

При выполнении условия (11-1) реле K_1 и K_2 не срабатывают. Контакты *1*, *2* K_1 остаются разомкнутыми, и поэтому после окончания контролируемого импульса и замыкания контактов *2*, *3* реле *А* напряжение на выход дешифратора не подается.

При выполнении условий (11-2) и (11-3) работа схемы поясняется временны́ми графиками на рис. 11-8.

При выполнении (11-2) срабатывает реле K_1 и не срабатывает реле K_2.

С окончанием контролируемого импульса реле *А* отпускает, размыкает свои контакты *2*, *1* и замыкает контакты *2*, *3*. При этом, пока отпускает реле K_1, на выход дешифратора подается импульс напряжения u_2.

Длительность этого импульса равна

$$t_{вых}=t_{от1}.$$

При выполнении условия (11-3) срабатывают оба реле: K_1 и K_2. В этом случае по окончании импульса и замыкании контактов *2*, *3* реле *А* напряжение u_2 при соответствующем выборе времени отпускания реле K_1 и K_2 на выход дешифратора не подается, так как цепь подачи этого напряжения разорвана контактами *2*, *1* реле K_2.

Очевидно, что для нормальной работы дешифратора необходимо, чтобы выполнялось условие

$$t_{от2} > t_{от1}.$$

Если это условие выполняться не будет, то с отпусканием реле K_2 на выход дешифратора будет подан импульс напряжения с длительностью $t_{вых}=t_{от1}-t_{от2}$.

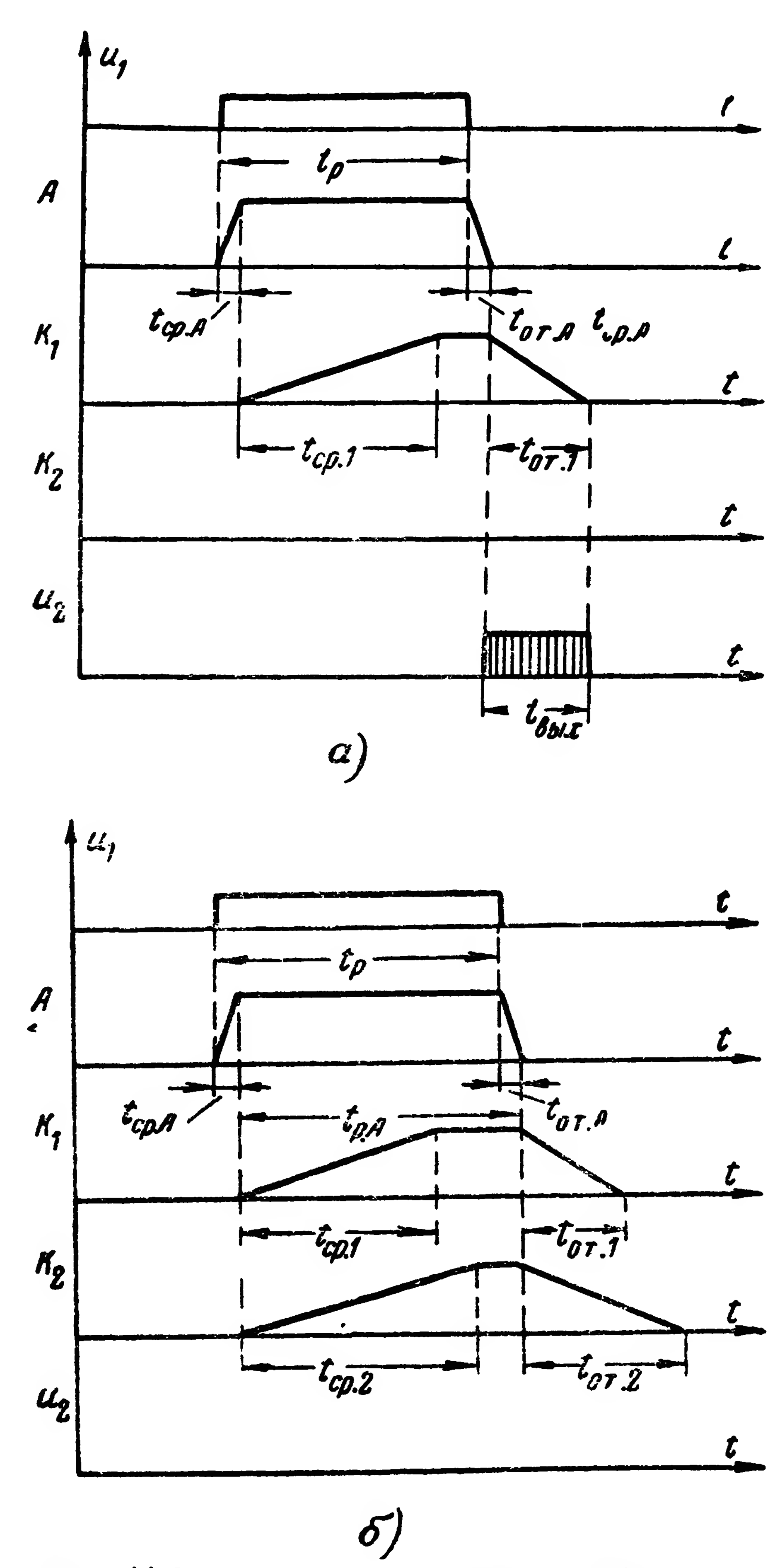


Рис. 11-8. Временные графики работы дешифратора по схеме на рис. 11-7.

а — длительность импульса находится в пределах области срабатывания дешифратора; *б* — длительность импульса больше максимального контрольного значения.

Если напряжение u_2 будет подаваться на какое-либо исполнительное или суммирующее реле, то для нормальной работы дешифратора необходимо выполнение условий

$$t_{от1} > t_{ср.И}$$

и

$$t_{от1} - t_{от2} < t_{ср.И},$$

где $t_{ср.И}$ — время срабатывания суммирующего реле.

Из приведенного описания следует, что на выходе дешифратора по рис. 11-6 образуется импульс напряжения лишь в случае, если длительность входного импульса удовлетворяет условию (11-2).

Контрольные значения длительности импульсов в данном случае будут

$$t_{к1} = t_{ср1};$$

$$t_{к2} = t_{ср2}.$$

Разность контрольных значений определяет область срабатывания дешифратора; она равна

$$\Delta_{ср} = t_{к2} - t_{к1} = t_{ср2} - t_{ср1}.$$

Очевидно, что для получения узкой области срабатывания необходимо, чтобы разность $t_{ср2} - t_{ср1}$ была достаточно малой. Если, кроме того,

$$t_{ср2} - t_{ср1} \ll t_{ср1}, \qquad (11\text{-}4)$$

то регулировка реле для получения малой разности $t_{ср2} - t_{ср1}$ затруднительна. Надежная работа при выполнении условия (11-4) возможна лишь при достаточно высокой стабильности временны́х параметров реле.

Регулировка схемы может быть несколько облегчена, если срабатывание реле K_2 поставить в зависимость от срабатывания реле K_1. Так, в частности, может быть использована схема, приведенная на рис. 11-9, в которой обмотка реле K_2 получает питание

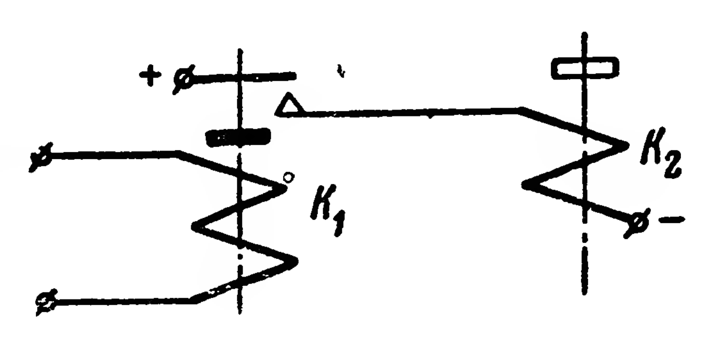


Рис. 11-9. Вариант схемы включения реле в дешифраторе по рис. 11-7.

лишь после срабатывания реле K_1. Достоинством этой схемы является и то, что в ней время отпускания реле K_2 не имеет значения, так как обмотка K_2 теряет питание лишь после отпускания реле K_1.

Очевидно, что в этой схеме контрольные значения длительности импульсов равны:

$$t_{к1}=t_{ср1};$$

$$t_{к2}=t_{ср1}+t_{ср2}$$

и область срабатывания

$$\Delta_{ср}=t_{ср2}.$$

На рис. 11-10 приведен пример схемы дешифратора длительности импульсов, у которого основным временным параметром реле является время отпускания.

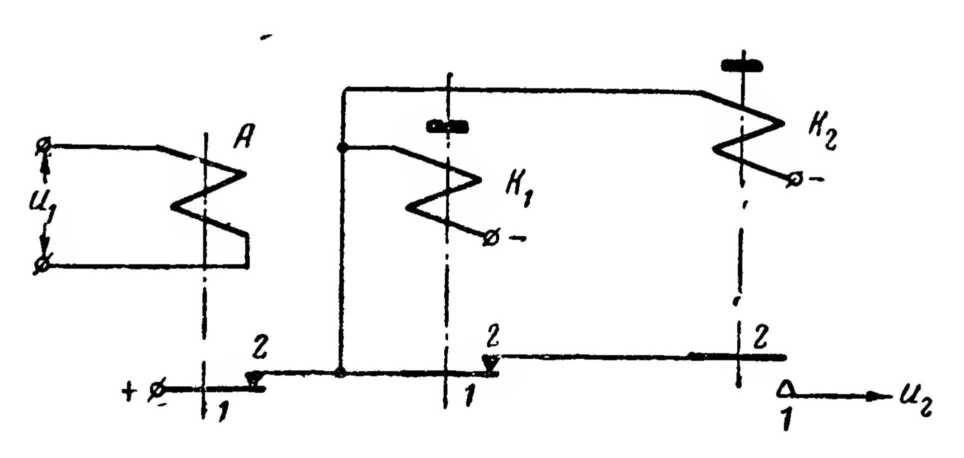


Рис. 11-10. Вариант схемы дешифратора одного рабочего значения длительности импульсов с электромагнитными реле.

Для нормальной работы схемы должно выполняться условие

$$t_{от2}>t_{от1}.$$

В исходном состоянии, когда $u_1=0$, реле K_1 и K_2 находятся в рабочем положении. При этом контакты *2*, *1* реле K_1 разомкнуты, а контакты *1*, *2* реле K_2 замкнуты.

Если длительность входного импульса удовлетворяет условию $t_р<t_{от1}$, то реле K_1 и K_2 не отпускают, и потому с окончанием действия импульса цепь подачи напряжения u_2 на выход остается разомкнутой контактами *2*, *1* реле K_1.

Если импульс удовлетворяет условию $t_{от1}\leqslant t_р<t_{от2}$, то при действии его успевает отпустить реле K_1, а реле K_2 остается в рабочем положении. С окончанием действия импульса замыкаются контакты *2*, *1* реле *А* и на выход де-

шифратора подается импульс напряжения u_2. Длительность этого импульса равна

$$t_{вых} = t_{ср1}.$$

Если же длительность входного импульса удовлетворяет условию $t_р \geqslant t_{от2}$, то при действии его успевает отпустить и реле K_2. Последнее контактами *1,2* разрывает цепь подачи напряжения u_2 на выход.

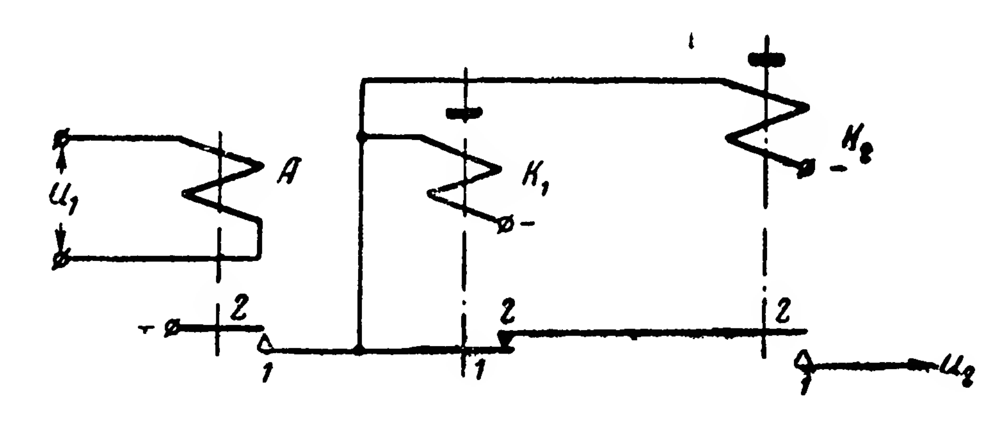


Рис. 11-11. Схема дешифратора длительности одного рабочего значения паузы с электромагнитными реле.

Для нормальной работы схемы должно выполняться условие

$$t_{ср2} > t_{ср1}.$$

При замене во входном реле дешифратора длительности импульсов размыкающих контактов замыкающими и наоборот импульс преобразуется в паузу или, точнее, схема работает при паузе так же, как она ранее работала при импульсе; тем самым дешифратор длительности импульса преобразуется в дешифратор длительности паузы. На рис. 11-11 приведен пример схемы дешифратора длительности паузы, полученной путем инвертирования контактов входного реле *А* в схеме на рис. 11-10.

б) Дешифраторы нескольких рабочих значений длительности посылок

Дешифратор нескольких рабочих значений длительности импульсов с раздельными областями неустойчивой работы может быть построен путем использования соответствующего числа дешифраторов одного рабочего значения длительности импульсов. При этом, конечно, реле *А* может быть общим.

На рис. 11-12 приведен пример схемы дешифратора трех рабочих значений длительности импульсов с перекрывающимися областями неустойчивой работы.

Из рассмотрения этой схемы легко видеть, что воздействие на выходную цепь *1* будет оказано по окончании входного импульса u_1 лишь в случае, если длительность его $t_р$ удовлетворяет требованию

$$t_{ср1} < t_р < t_{ср1} + t_{ср2}.$$

Условие воздействия на выходную цепь *2*:

$$t_{ср1} + t_{ср2} < t_р < t_{ср1} + t_{ср2} + t_{ср3}.$$

Условие воздействия на выходную цепь *3*:

$$t_{ср1} + t_{ср2} + t_{ср3} \leqslant t_р < t_{ср1} + t_{ср2} + t_{ср3} + t_{ср4}.$$

Реле *В* в данной схеме задает длительность подключения напряжения к выходным цепям. Оно срабатывает с замедлением после отпускания реле *А*. При этом разрывается

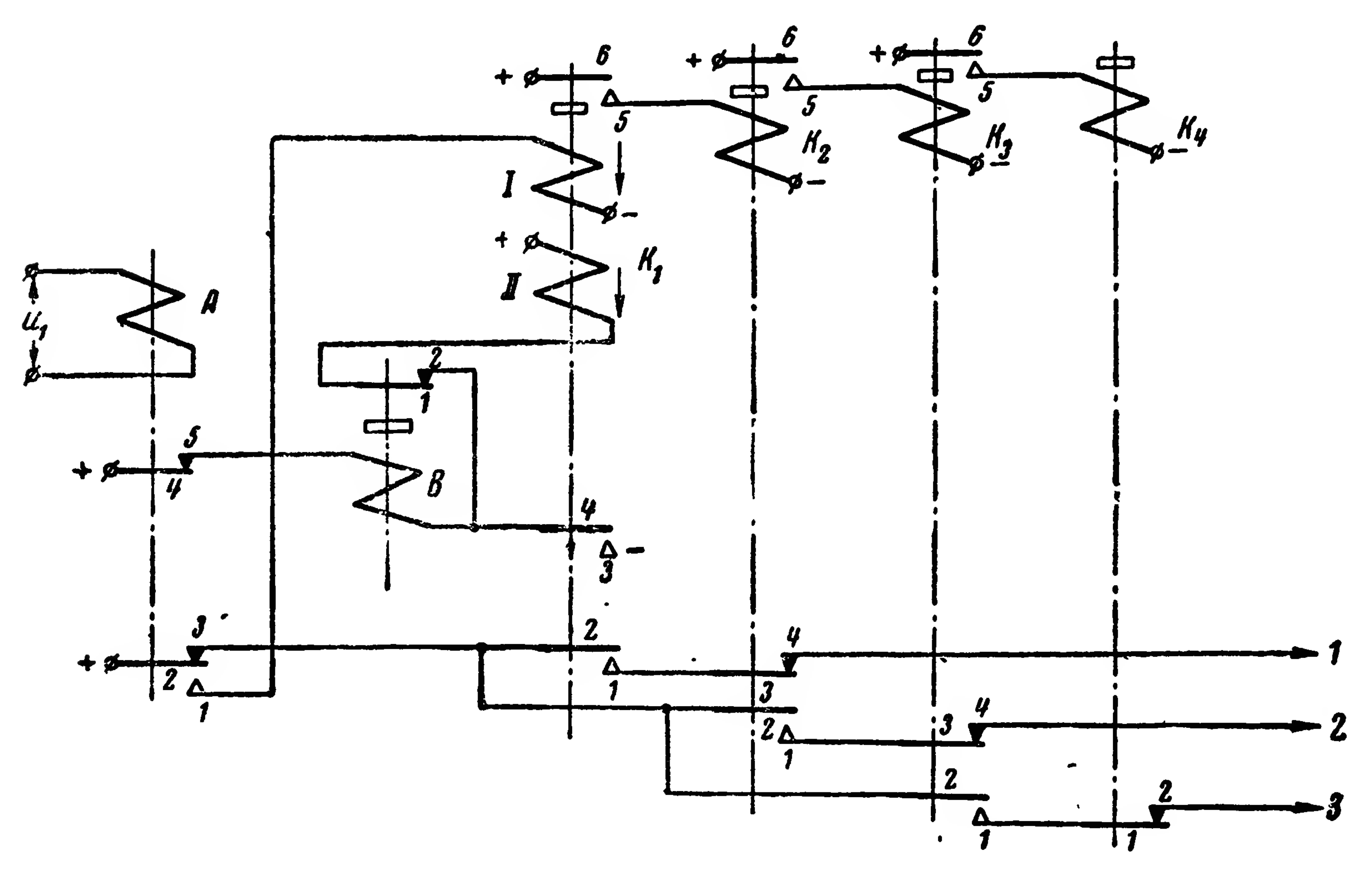


Рис. 11-12. Схема дешифратора трех рабочих значений длительности импульсов с электромагнитными реле.

цепь самоблокировки реле K_1, которое отпускает и в свою очередь разрывает цепи питания реле *В* и K_2. С отпусканием реле K_1, K_2 или K_3 соответствующая выходная цепь отключается от питания.

Если времена отпускания реле K_1—K_3 сравнительно невелики, то время подключения питания к выходной цепи приблизительно равно времени срабатывания реле *В*.

В соответствии с временными параметрами обычных нейтральных электромагнитных реле рассмотренные схемы дешифраторов позволяют контролировать посылки с длительностью приблизительно 20—1 500 *мсек* при использовании различных методов замедления этих реле по срабатыванию или отпусканию [Л. 52 и 72]. Применяя механические методы замедления движения подвижных органов реле, можно обеспечить контроль длительности посылок, большей 1 500 *мсек*.

11-3. Дешифраторы длительности посылок с ионными, электронными и полупроводниковыми реле и одновибраторами

а) Дешифраторы длительности посылок с ионными, электронными и полупроводниковыми реле

Ионные, электронные и полупроводниковые реле в схемах дешифраторов длительности посылок также могут использоваться как инерционные элементы, выполняющие задачи различителей.

Так как времена срабатывания и отпускания этих реле малы, то такие дешифраторы могут контролировать длительность весьма кратковременных посылок (единицы и десятки микро- и миллисекунд).

Большое входное сопротивление реле с ионными и электронными лампами позволяет путем применения простых интегрирующих *RC*-цепей получить большое замедление этих реле по срабатыванию и отпусканию. Таким образом, такие реле могут использоваться также для контроля больших длительностей посылок (единицы и десятки секунд).

На рис. 11-13 приведен пример схемы дешифратора с неоновыми лампами $НЛ_1$, $НЛ_2$ и тиратроном *И*.

Элементы R_1C_1, $НЛ_1$ и R_3 образуют неконтактное реле с замедлением на срабатывание. Время срабатывания этого реле $t_{ср1}$ определяется параметрами интегрирующей цепи R_1C_1, напряжением u_R и напряжением зажигания неоновой лампы $НЛ_1$.

Параметры схемы подобраны таким образом, что после зажигания неоновой лампы $НЛ_1$ она не гаснет до тех пор,

пока не будет снято напряжение u_R и разрядится конденсатор C_1.

Срабатывание реле K_1 состоит в данном случае в том, что через некоторое время после начала действия импульса напряжения u_R напряжение на конденсаторе C_1 возрастает настолько, что лампа $НЛ_1$ зажигается и на сопротивлении R_3 образуется положительный импульс напряжения u_3.

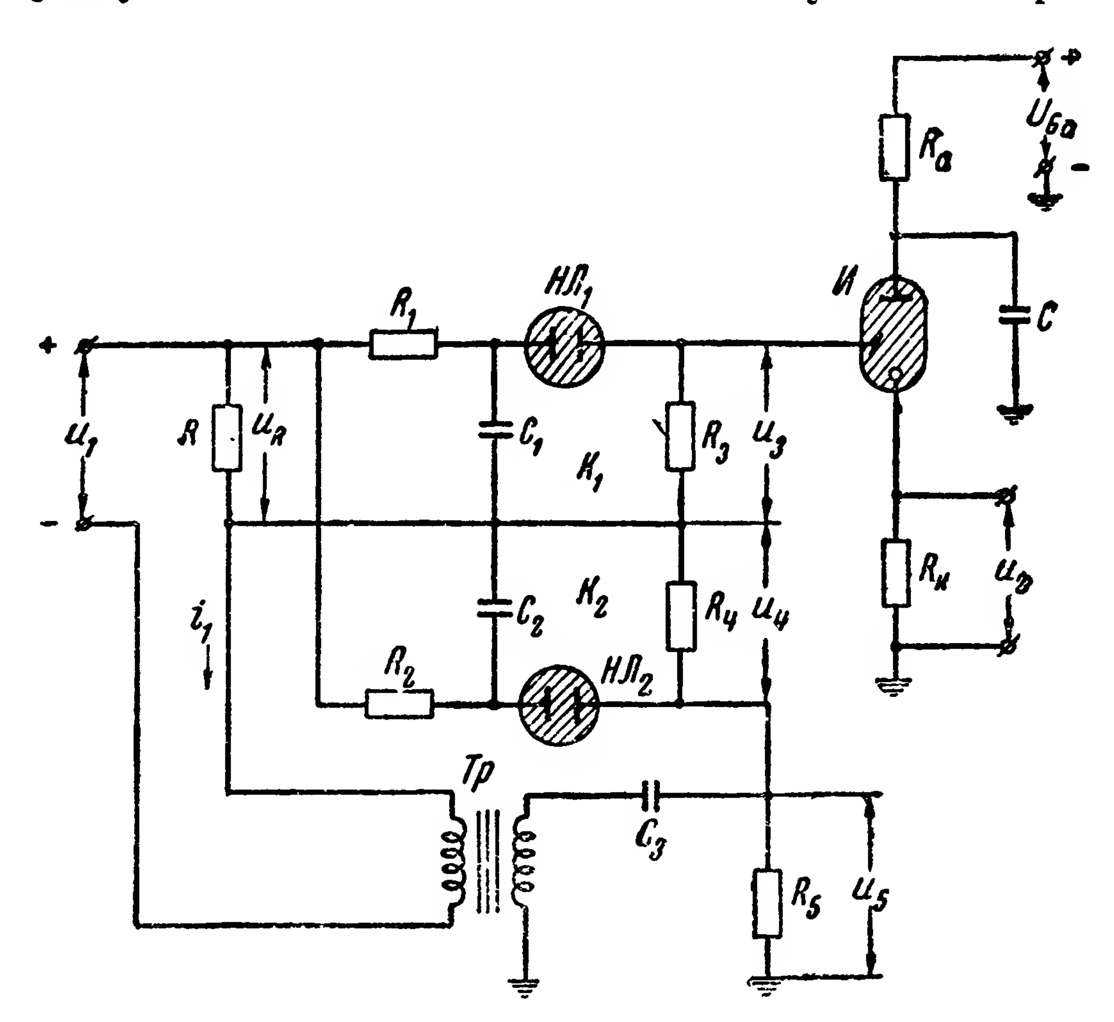


Рис. 11-13. Схема дешифратора длительности импульсов с ионными реле.

Элементы R_2, C_2, $НЛ_2$ и R_4 образуют аналогичное неконтактное реле K_2 с замедлением на срабатывание

$$t_{ср2} > t_{ср1}.$$

При срабатывании реле K_2 на сопротивлении R_4 образуется отрицательный импульс напряжения u_4.

При дифференцировании заднего фронта импульса тока i_1 на вторичной обмотке дифференцирующего трансформатора *Тр* образуется положительный импульс напряжения u_5 на сопротивлении R_5; C_3 — разделительный конденсатор.

На тиратроне *И* собран одновибратор, который выполняет задачу релейно-суммирующей схемы и элемента формирования импульсов на выходе дешифратора.

Если длительность $t_р$ входного импульса u_1 такова, что

$$t_{ср1} \leqslant t_р < t_{ср2},$$

то при его воздействии срабатывает реле K_1 и на сопротивлении R_3 образуется положительный импульс напряжения u_3. Это напряжение, однако, меньше $U_{заж}$ — напряжения зажигания тиратрона по пусковому аноду. С окончанием действия входного импульса u_1 образуется положительный импульс напряжения u_5, который, суммируясь с напряжением u_3, поджигает тиратрон $И$, т. е.

$$u_3 + u_5 > U_{заж}.$$

С зажиганием тиратрона запускается одновибратор и на выходе формируется импульс напряжения u_2.

Если $t_р < t_{ср1}$, то в цепи пускового анода с окончанием действия входного импульса образуется лишь положительный импульс напряжения u_5. Так как $u_5 < U_{заж}$, то одновибратор не запускается. В случае, когда $t_р > t_{ср2}$, в цепи пускового анода образуются положительные напряжения u_1, u_5 и отрицательное напряжение u_4.

Параметры схемы выбираются такими, что $u_3 + u_4 + u_5 < U_{заж}$ и одновибратор не запускается.

На рис. 11-14 изображена схема дешифратора двух рабочих значений длительности импульсов с электронными лампами. В этом дешифраторе схема, собранная на лампах $Л_1$ и $Л_2$, представляет собой электронное реле K_1 с двумя положениями покоя.

В исходном положении лампа $Л_1$ заперта, а $Л_2$ открыта. Интегрирующая цепь $R_{11}C_{11}$ обеспечивает необходимое значение времени срабатывания реле $t_{ср1}$ при подаче на вход напряжения u_1. Аналогично схемы, собранные на лампах $Л_3$—$Л_4$ и $Л_5$—$Л_6$, представляют собой реле K_2 и K_3 с временами срабатывания $t_{ср2} > t_{ср1}$ и $t_{ср3} > t_{ср2}$.

На лампах B_1—B_2 собрана схема одновибратора, выполняющего задачу элемента контроля прохождения посылки и устройства возврата дешифратора в исходное положение. Первоначально триод B_1 заперт, а B_2 отперт.

На пентодах $И_1$ и $И_2$ собраны суммирующие схемы. Одновременно эти же пентоды выполняют функцию исполнительных элементов. В исходном положении они заперты. Пентод $И_1$ отпирается при запирании триода B_2, если предварительно триоды $Л_2$ и $Л_3$ будут заперты. Легко видеть, что это произойдет, если на вход дешифратора будет подан импульс с длительностью

$$t_{ср1} \leqslant t_р < t_{ср2}.$$

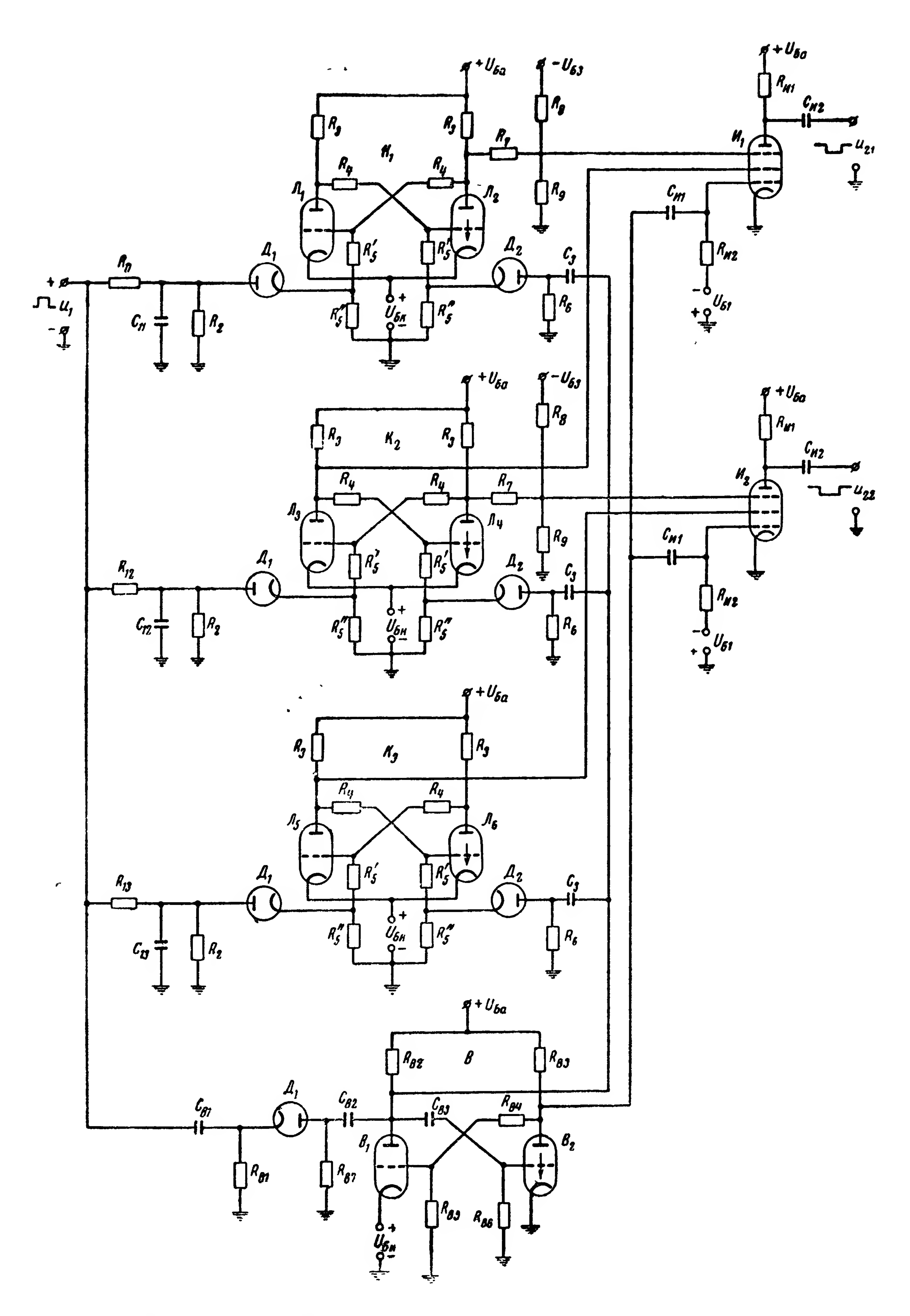


Рис. 11-14. Схема дешифратора длительности импульсов с электронными реле.

С подведением такого импульса реле K_1 срабатывает, лампа $Л_1$ отпирается, а $Л_2$ запирается. Реле K_2 и K_3 остаются в исходном положении. По окончании импульса при дифференцировании его заднего фронта цепью C_{B1} R_{B1} на сопротивлении R_{B1} образуется отрицательный импульс напряжения, который вызывает опрокидывание одновибратора B: лампа B_2 запирается, а B_1 отпирается.

С запиранием лампы $Л_2$ увеличивается напряжение на пентодной сетке лампы $И_1$. При запертой лампе $Л_3$ напряжение на экранирующей сетке $И_1$ равно $U_{Ба}$. С запиранием лампы B_2 положительный импульс напряжения подается и на управляющую сетку $И_1$. Тем самым создаются все необходимые условия для отпирания этого пентода и формирования отрицательного импульса u_{21}.

Через некоторое время одновибратор B возвращается в исходное положение: триод B_2 отпирается, а B_1 запирается. При этом с анода B_1 на сопротивления R_6 подается положительный импульс напряжения, который через диоды $Д_2$ попадает на сопротивления R_5'', включенные в цепи сеток триодов $Л_2$, $Л_4$ и $Л_6$. Под действием этого импульса реле K_1 приходит в исходное положение. Аналогично при подаче на вход импульса напряжения u_1 с длительностью $t_р$, удовлетворяющей требованию

$$t_{ср2} \leqslant t_р < t_{ср3},$$

отпирается пентод $И_2$ и формируется отрицательный импульс u_{22}.

Схема, подобная схеме на рис. 11-14, может быть собрана на тиратронах и полупроводниковых триодах.

б) Дешифраторы длительности посылок с одновибраторами

Работа дешифраторов длительности посылок с одновибратором основана на сравнении длительности контролируемой посылки с длительностью импульса, генерируемого одновибратором, который запускается с началом действия этой посылки.

Применение одновибраторов в схемах различителей длительности импульсов позволяет уменьшить число элементов в дешифраторе и повысить точность контроля.

Принцип работы дешифратора длительности импульсов с одновибратором иллюстрируется схемой на рис. 11-15 и временными графиками на рис. 11-16.

Входной импульс u_1 подается на одновибратор и дифференцирующую цепь C_2R_2. С началом действия этого импульса одновибратор запускается и на выходе его образуется импульс длительностью $t_{од}$, определяемой пара-

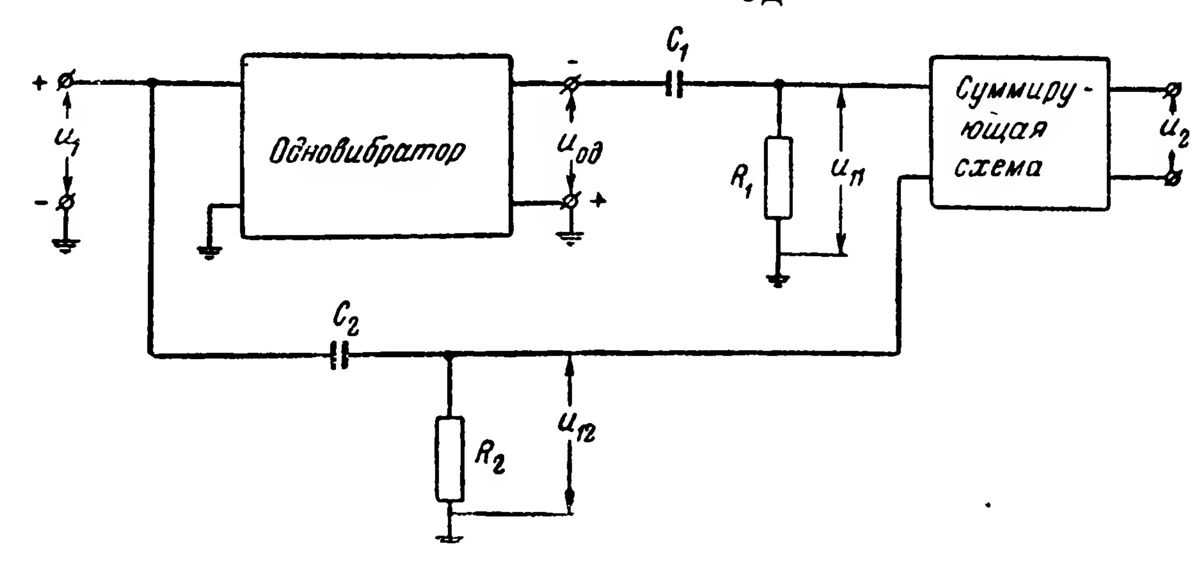


Рис. 11-15. Схема дешифратора длительности импульсов с одновибратором.

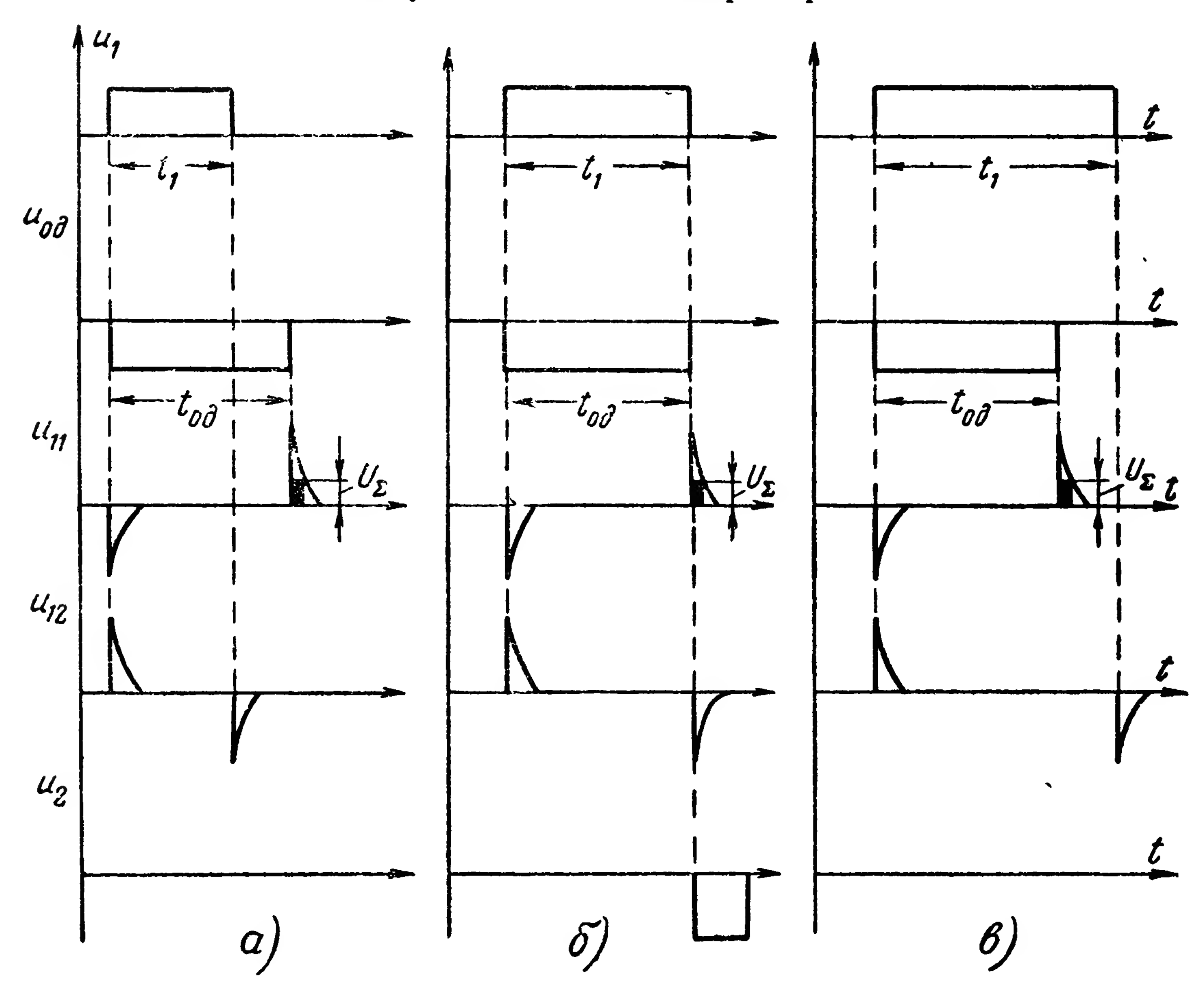


Рис. 11-16. Временные графики работы дешифратора по рис. 11-15.
а — длительность контролируемого импульса мала; *б* — длительность импульса равна рабочему значению; *в* — длительность импульса велика.

метрами одновибратора. Этот импульс подается на дифференцирующую цепь C_1R_1. Напряжения u_{11} и u_{12}, образуемые на сопротивлениях R_1 и R_2, подаются на суммирующую

схему. Импульс напряжения u_2 на выходе суммирующей схемы образуется лишь в случае одновременного воздействия на ее вход импульсов u_{11} и u_{12}, получаемых при дифференцировании задних фронтов импульса одновибратора $u_{од}$ и входного импульса u_1. Это условие соблюдается, если длительность входного импульса t_1 равна длительности импульса $t_{од}$, генерируемого одновибратором, либо если t_1 и $t_{од}$ различаются на небольшую величину, определяемую длительностью и формой импульсов u_{11} и u_{12}, а также свойствами суммирующей схемы.

На рис. 11-16 показаны графики изменения во времени напряжений u_1, $u_{од}$, u_{11}, u_{12} и u_2 для случаев, когда $t_1 < t_{од}$ (рис. 11-16,*а*), $t_1 = t_{од}$ (рис. 11-16,*б*) и $t_1 > t_{од}$ (рис. 11-16,*в*).

Импульсы u_{11}, образуемые при дифференцировании заднего фронта импульса на выходе одновибратора и подводимые к суммирующей схеме, называются селекторными или стробирующими. Длительность этих импульсов, отсчитанная на уровне подготовки суммирующей схемы U_Σ, определяет промежуток времени, в течение которого создаются условия, при которых импульс u_{12}, подводимый к другому входу суммирующей схемы при дифференцировании заднего фронта входного импульса, вызывает тот или иной эффект на выходе этой схемы (проходит на выход). Под уровнем подготовки суммирующей схемы в данном случае понимается минимальная величина напряжения u_{11}, при которой создаются условия формирования импульса на выходе суммирующей схемы при одновременном воздействии на ее второй вход напряжения u_{12}. В зависимости от типа суммирующей схемы величина U_Σ может быть постоянной или изменяться с изменением u_{12}.

На рис. 11-16 участки импульсов u_{11}, определяющие длительность стробирования, зачернены. Очевидно, что точность контроля длительности импульсов будет тем выше, чем меньше длительность стробирующих импульсов. Увеличение точности контроля требует соответствующего увеличения точности установки длительности посылок кодирующим устройством и уменьшения нестабильности параметров элементов схемы дешифратора. В данном случае потребуется уменьшение нестабильности длительности $t_{од}$ импульсов, генерируемых одновибратором.

Если из-за нестабильности параметров элементов схемы требуется увеличение длительности стробирующих импуль-

сов или улучшение их формы (приближение к прямоугольной), то это может быть выполнено с помощью интегрирующей цепи или дополнительного одновибратора.

Поскольку работа суммирующей схемы на рис. 11-15 определяется одновременным действием на нее напряжений u_{11} и u_{12}, то все сказанное о влиянии длительности и формы стробирующего импульса в равной мере относится и к импульсу напряжения u_{12}, получаемому при дифференцировании заднего фронта входного импульса u_1.

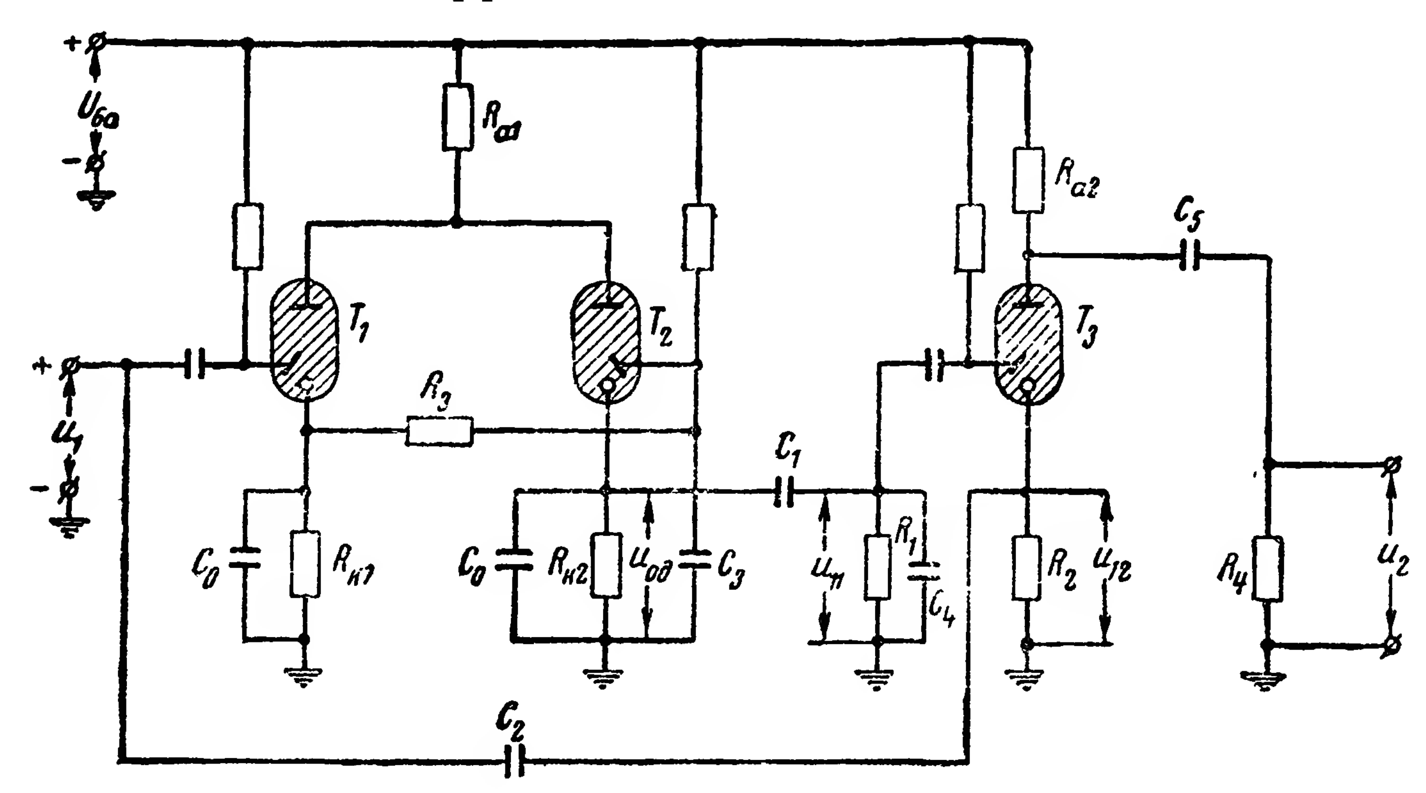


Рис. 11-17. Пример схемы дешифратора длительности импульсов с одновибратором на безнакальных тиратронах.

На рис. 11-17 приведен пример схемы дешифратора длительности импульсов, работающего по изложенному принципу. Одновибратор построен на безнакальных тиратронах T_1 и T_2 на основе схемы на рис. 4-10. Суммирование напряжений u_{11} и u_{12} осуществляется с помощью тиратрона T_3 согласно схеме на рис. 7-16. На этом же тиратроне собрана схема одновибратора, формирующего выходной импульс.

В исходном положении (при $u_1 = 0$) тиратроны T_1 и T_3 погашены, а тиратрон T_2 горит. На катодном сопротивлении $R_{к2}$ образуется положительное напряжение $u_{од}$. С подачей импульса входного напряжения u_1 тиратрон T_1 зажигается, а T_2 гаснет. Напряжение $u_{од}$ при этом падает до нуля.

Через некоторое время $t_{од}$, определяемое зарядом конденсатора C_3, под действием напряжения на катодном сопротивлении $R_{к1}$ тиратрон T_2 загорается, а T_1 гаснет. При этом положительное напряжение $u_{од}$ восстанавливается.

Уменьшение и последующее восстановление на сопротивлении $R_{к2}$ положительного напряжения при воздействии на дифференцирующую цепь C_1R_1 дают результат такой же, как и действие отрицательного импульса напряжения $u_{од}$.

Импульсы напряжения u_{11} и u_{12}, получаемые в результате дифференцирования задних фронтов импульса $u_{од}$, генерируемого одновибратором T_1T_2, и входного импульса u_1, подаются соответственно на пусковой анод и катод тиратрона T_3.

Если эти импульсы действуют одновременно, то тиратрон T_3 загорается. Длительность его горения определяется временем разряда конденсатора C_5.

Конденсатор C_4 предназначается для некоторого растяжения во времени стробирующих импульсов, образуемых на сопротивлении R_1. Это растяжение необходимо для того, чтобы обеспечить срабатывание дешифратора и в случае, когда длительность контролируемого входного импульса t_1 и длительность импульса, генерируемого одновибратором $t_д$, не равны, а отличаются на некоторую сравнительно небольшую величину, т. е. при

$$|t_1 - t_{од}| \ll t_1.$$

Такое неравенство времен t_1 и $t_{од}$ практически всегда будет иметь место вследствие неточности регулировки и нестабильности источников питания и отдельных элементов схемы. Максимально допустимое значение разности $|t_1 - t_{од}|$ определяет область надежного срабатывания данного дешифратора. Как видно, для получения малой ширины области срабатывания необходимо иметь высокостабильные элементы схемы.

Аналогичные схемы дешифраторов длительности импульсов могут быть построены на одновибраторах с электронными лампами и полупроводниковыми триодами (см. гл. 6).

На рис. 11-18 приведен пример схемы дешифратора длительности импульсов, собранного на электронных лампах. Длительность импульса, генерируемого одновибратором, определяется параметрами колебательного контура $L_к C_к$ и почти не зависит от параметров других элементов схемы и питающих напряжений. Так как параметры $L_к$ и $C_к$ могут иметь высокую стабильность, то это позволяет обеспечить и более высокую точность контроля длительно-

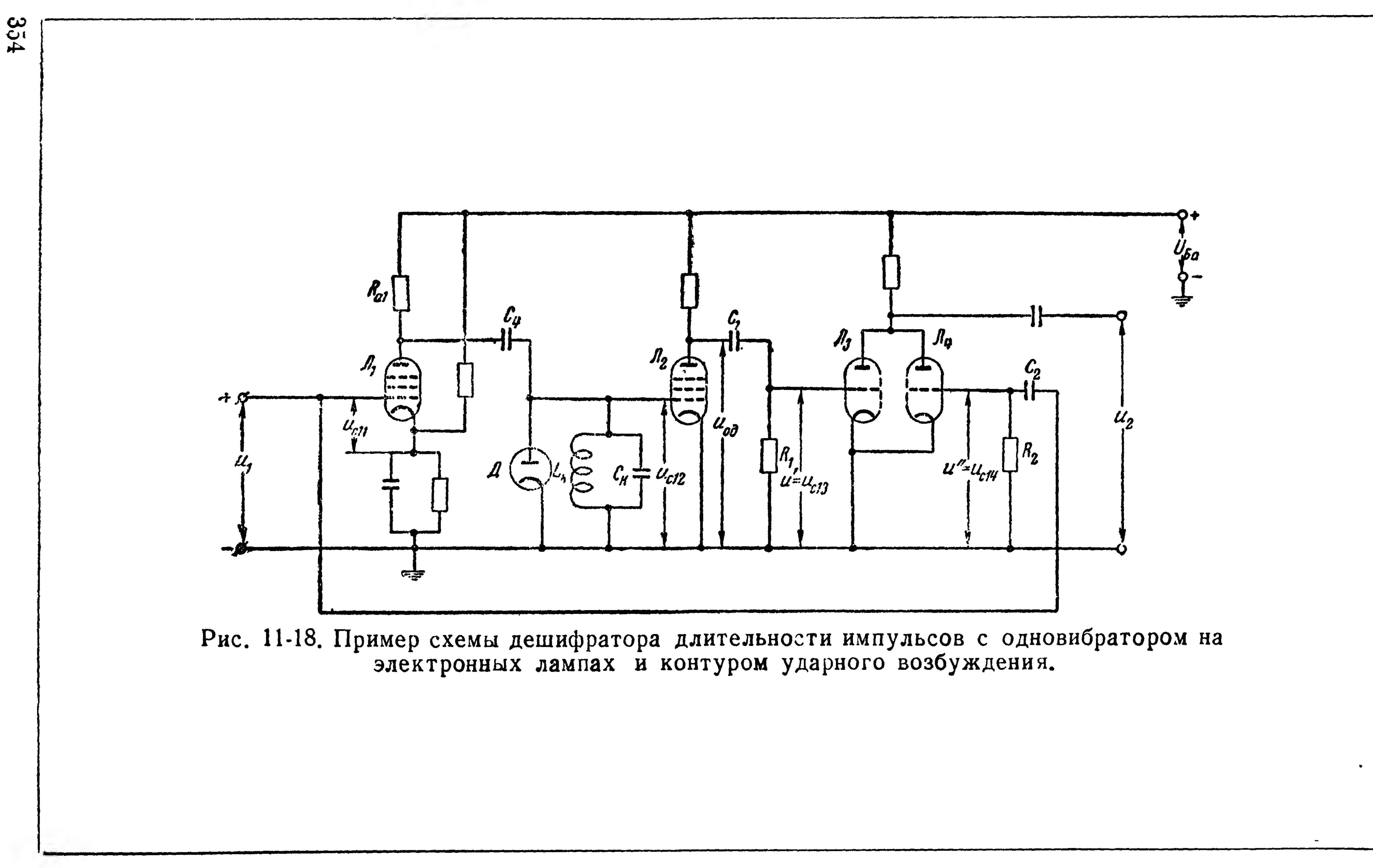


Рис. 11-18. Пример схемы дешифратора длительности импульсов с одновибратором на электронных лампах и контуром ударного возбуждения.

сти входных импульсов. Схема одновибратора собрана на пентоде $Л_1$, а суммирующая схема — на триодах $Л_3$ и $Л_4$. Последняя идентична схеме на рис. 7-18. На пентоде $Л_2$ собрана схема ограничителя по максимуму, обеспечиваю-

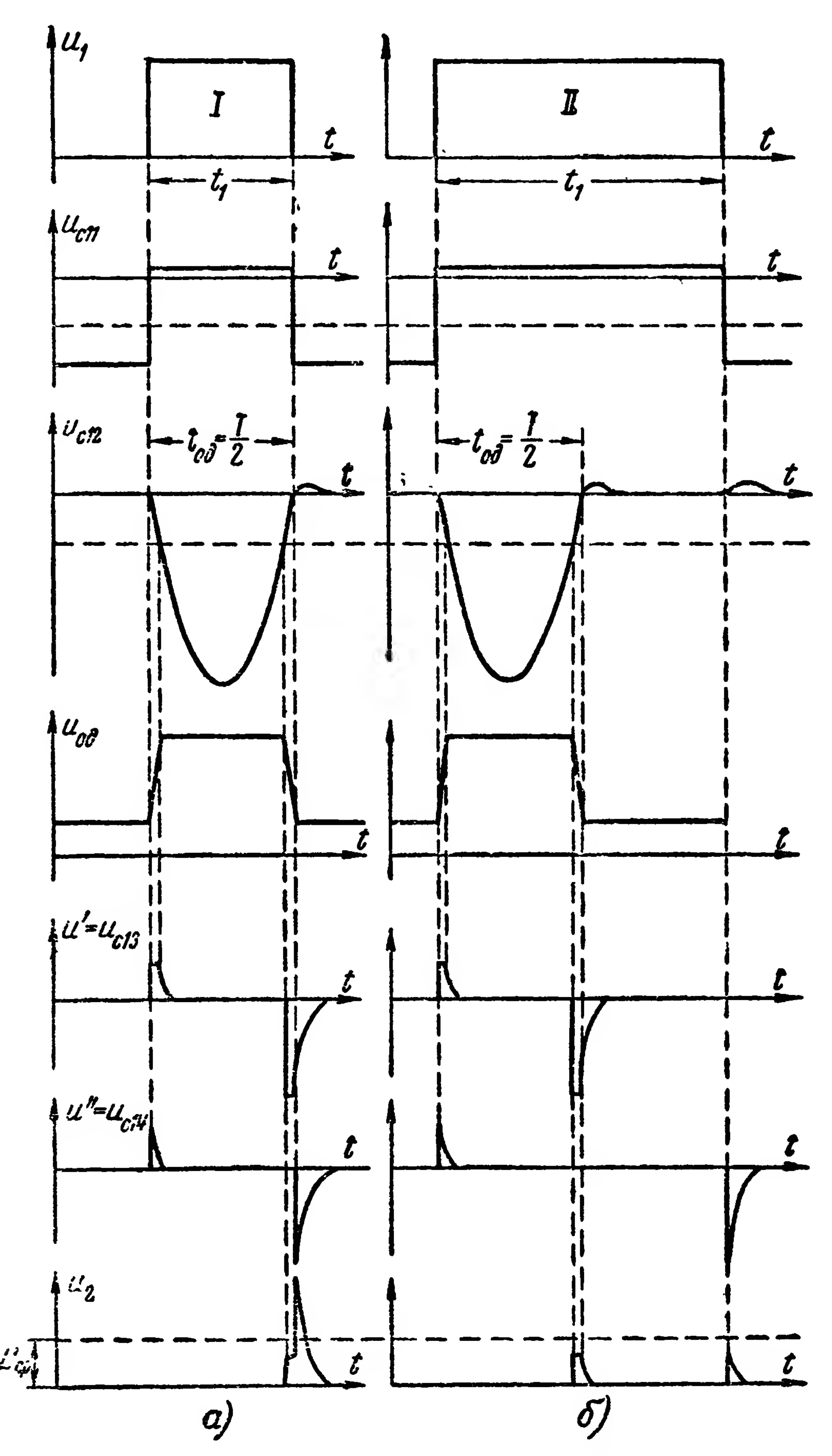


Рис. 11-19. Временные графики работы схемы дешифратора на рис. 11-18.

а — длительность контролируемого импульса равна рабочему значению; *б* — длительность импульса велика.

щая формирование импульса, генерируемого одновибратором.

Работа схемы на рис. 11-18 иллюстрируется временными графиками на рис. 11-19. В исходном положении (при

$u_1 = 0$) лампы $Л_2$, $Л_3$ и $Л_4$ отперты, а $Л_1$ заперта. При подаче положительного импульса входного напряжения u_1 лампа $Л_1$ отпирается. При этом начинается разряд конденсатора C_4 на лампу $Л_1$. Ток этого разряда протекает через конденсатор $C_к$, и на последнем появляется отрицательное напряжение.

Данный процесс соответствует ударному возбуждению колебательного контура, и в нем начинается колебательный процесс. До тех пор, пока напряжение u_{c12} на контуре отрицательно, диод $Д$ заперт и сеточные токи в лампе $Л_2$ отсутствуют. При этом контур оказывается шунтированным лишь большим внутренним сопротивлением пентода $Л_1$ и сопротивлением R_{a1}, которое также велико. Добротность контура сохраняется большой, и тем самым процесс изменения напряжения на контуре определяется лишь параметрами $L_к$ и $C_к$. По окончании полупериода напряжение на контуре становится положительным. Диод $Д$ отпирается, и возникают сеточные токи в лампе $Л_2$. В результате контур шунтируется весьма малым сопротивлением, становится апериодическим и колебания прекращаются. Отрицательный импульс напряжения, возникающий на контуре, запирает лампу $Л_2$, благодаря чему на аноде ее образуется положительный импульс напряжения $u_{од}$. При дифференцировании задних фронтов импульса напряжения $u_{од}$ и входного напряжения u_1 образуются отрицательные импульсы напряжения u' и u'', подаваемые соответственно на управляющие сетки u_{c13} и u_{c14} триодов $Л_3$ и $Л_4$. Если эти импульсы действуют одновременно, то оба триода запираются и на анодах их образуется положительный импульс выходного напряжения u_2.

Временны́е графики на рис. 11-19,*а* соответствуют случаю, когда длительность входного импульса равна половине периода колебания контура: $t_1 = \frac{T}{2}$, а графики на рис. 11-19,*б* — когда $t_1 > \frac{T}{2}$. В последнем случае напряжения u' и u'' действуют в разное время. При запирании только одного триода $Л_3$ или $Л_4$ на выходе схемы образуются положительные импульсы с амплитудой, значительно меньшей, чем когда запираются оба триода. Эти малые импульсы могут быть устранены с помощью ограничителя по минимуму или выбором исполнительного эле-

мента релейного типа с соответствующим значением напряжения срабатывания $U_{ср}$.

Дешифраторы с одновибраторами могут выполнять и односторонний контроль длительности импульсов. Так, в частности, для контроля сверху в схеме на рис. 11-15 достаточно входное напряжение u_1 подавать непосредственно на суммирующую схему без дифференцирования, а суммирующую схему выполнить таким образом, чтобы изменение напряжения u_2 на ее выходе имело место лишь при одновременном существовании входного напряжения u_1 и напряжения u_{11}, образуемого в результате дифференцирования заднего фронта импульса одновибратора $u_{од}$.

Для одностороннего контроля снизу в схеме на рис. 11-15 необходимо устранить дифференцирующую цепь C_1R_1, а суммирующую схему выполнить таким образом, чтобы изменение напряжения u_2 на ее выходе появлялось лишь при отсутствии напряжения на выходе одновибратора и наличии напряжения u_{12}, образуемого в результате дифференцирования заднего фронта входного импульса u_1.

11-4. Дешифраторы длительности посылок с линиями задержки

а) Прохождение импульсов по линии задержки

Принцип действия дешифраторов длительности посылок с линиями задержки основан на сравнении контролируемой длительности посылки со временем прохождения ее по линии задержки.

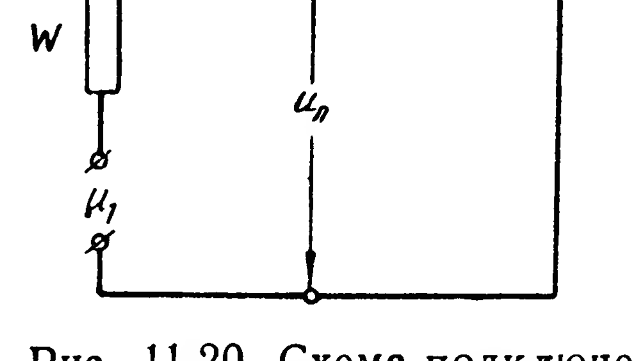


Рис. 11-20. Схема подключения контролируемого импульса к длинной линии.

Для уменьшения числа элементов линии задержки часто используется прохождение по ней импульсов в двух направлениях. С этой целью один конец линии подключают к источнику напряжения импульса, а второй либо остается разомкнутым, либо замыкается накоротко. Внутреннее сопротивление источника напряжения импульса выбирается равным волновому сопротивлению W линии с тем, чтобы от конца линии, к которому он подключен, не было отражения.

На рис. 11-20 приведена схема подключения длинной линии к источнику напряжения u_1; второй конец линии ра-

зомкнут. На рис. 11-21 приведены временные графики изменения напряжения u_1 и напряжения $u_л$ на входе линии для случаев, когда второй конец ее разомкнут и замкнут накоротко и когда время задержки линии $t_з$ больше и меньше длительности t_1 импульса напряжения u_1 (отраженные импульсы заштрихованы). Время задержки

$$t_з = 2t'_з,$$

где $t'_з$ — время прохождения переднего фронта импульса линии в одном направлении.

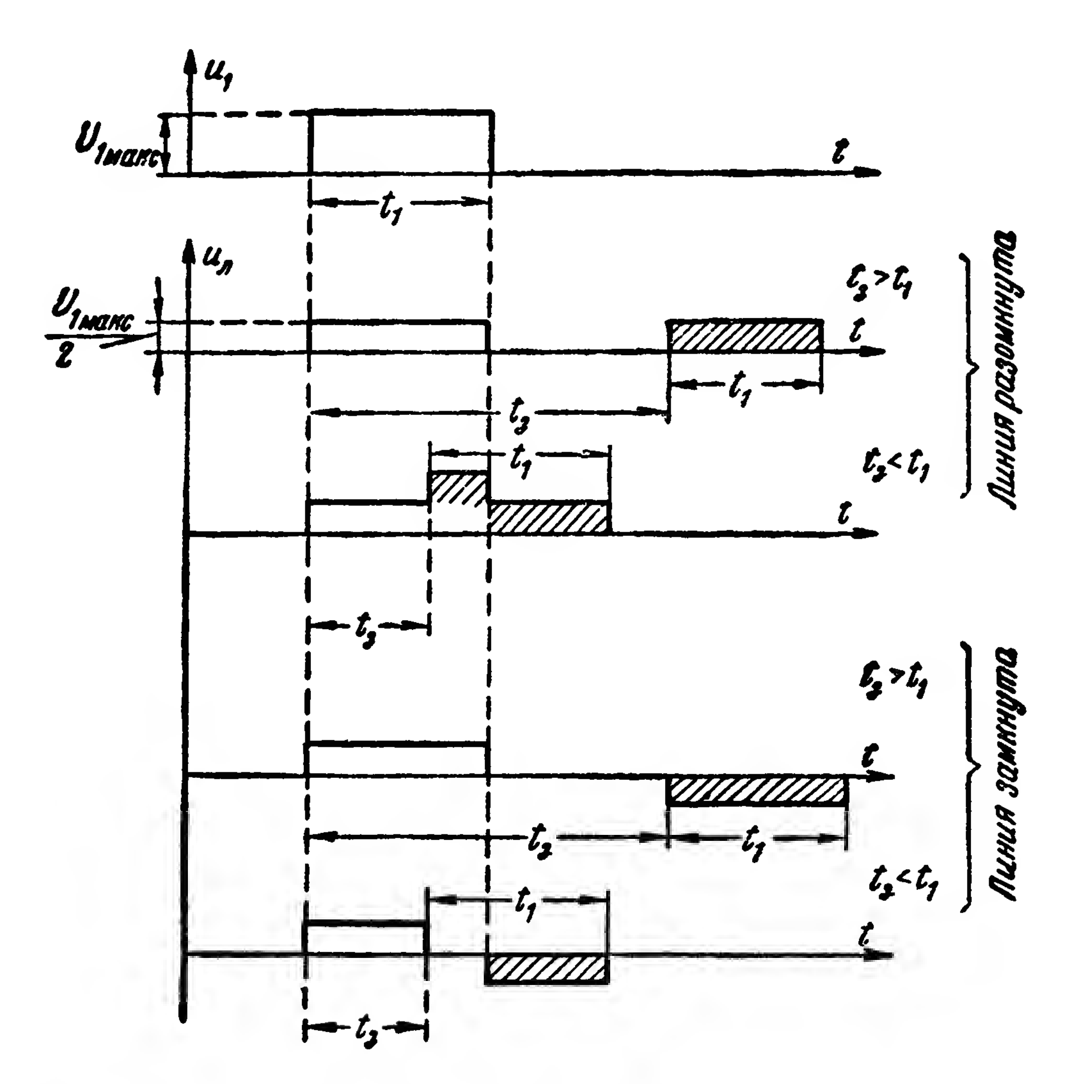


Рис. 11-21. Временные графики работы схемы на рис 11-20.

Параметры линии, обеспечивающие необходимое время задержки, могут быть вычислены по формулам, приведенным в § 14-6.

Из графика на рис. 11-21 видно, что в разомкнутой линии отраженный импульс имеет ту же полярность, что и первоначальный, а в замкнутой накоротко — противоположную.

Если $t_з > t_1$, то первоначальный и отраженный импульсы действуют на входе линии в различное время. Если же $t_з < t_1$, то на некотором отрезке времени эти импульсы

накладываются друг на друга, в результате чего либо образуется импульс с удвоенной амплитудой (разомкнутая линия), либо напряжение $u_л$ становится равным нулю (линия замкнута накоротко).

Конструкции современных линий задержки позволяют получить в приемлемых габаритах время задержки порядка $t_з = 0,3—100$ *мксек*, что и определяет возможные пределы контроля длительности посылок дешифраторами с этими линиями.

б) Схемы дешифраторов длительности импульсов

На рис. 11-22 приведен пример схемы дешифратора с линией задержки, обеспечивающего односторонний контроль длительности импульсов снизу, т. е. на выходе де-

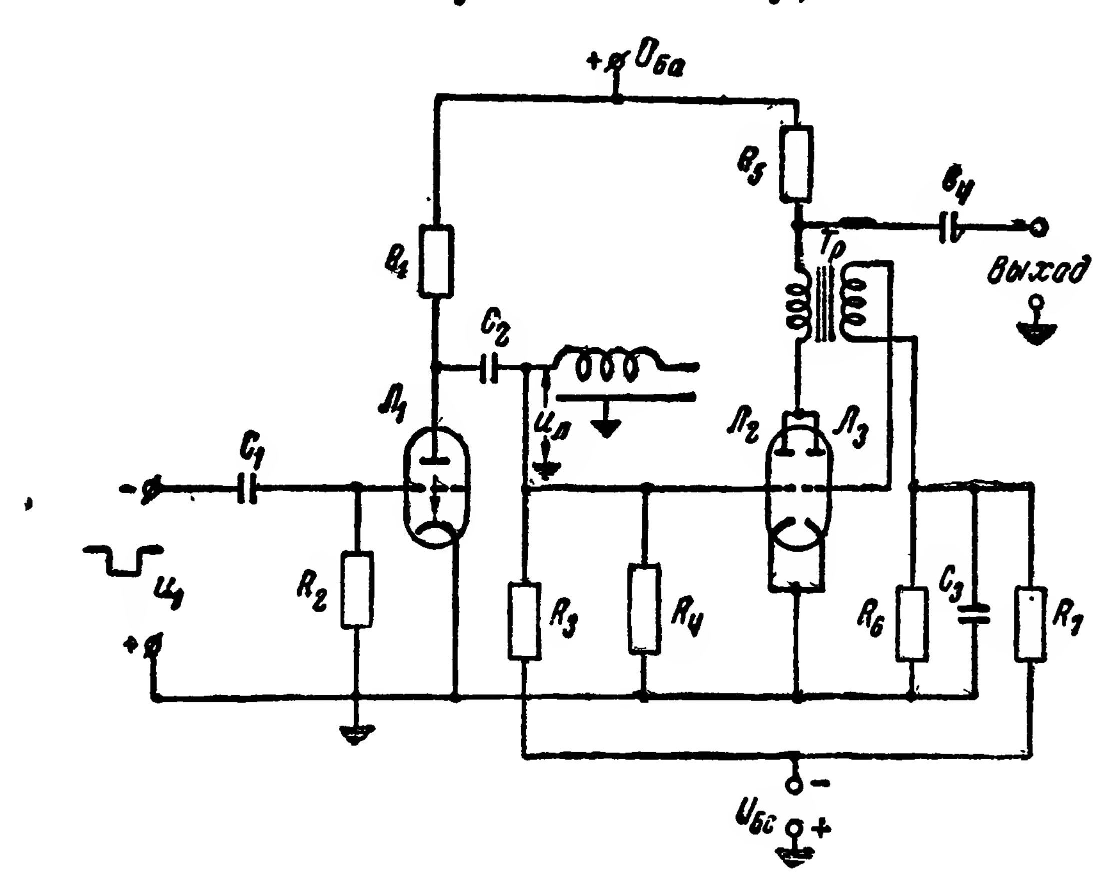


Рис. 11-22. Схема дешифратора с линией задержки, обеспечивающая односторонний контроль длительности импульсов снизу.

шифратора образуется импульс напряжения, если длительность входного импульса

$$t_1 > t_з + t_{ср},$$

где $t_{ср}$ — время срабатывания (запуска) исполнительного элемента дешифратора.

Триод $Л_1$ в этой схеме, помимо усиления импульса, обеспечивает согласование сопротивлений, подключенных к на-

чалу линии с волновым сопротивлением W. Для получения такого согласования необходимо выполнение условия:

$$\frac{R_1 R_{i1}}{R_1 + R_{i1}} = W,$$

где R_1 — сопротивление в анодной цепи лампы $Л_1$;
R_{i1} — внутреннее сопротивление лампы $Л_1$ (сопротивления R_3 и R_4 полагаем очень большими по сравнению с сопротивлениями R_1 и R_{i1}).

На триоде $Л_3$ собрана схема блокинг-одновибратора, выполняющего в данном случае задачу исполнительного

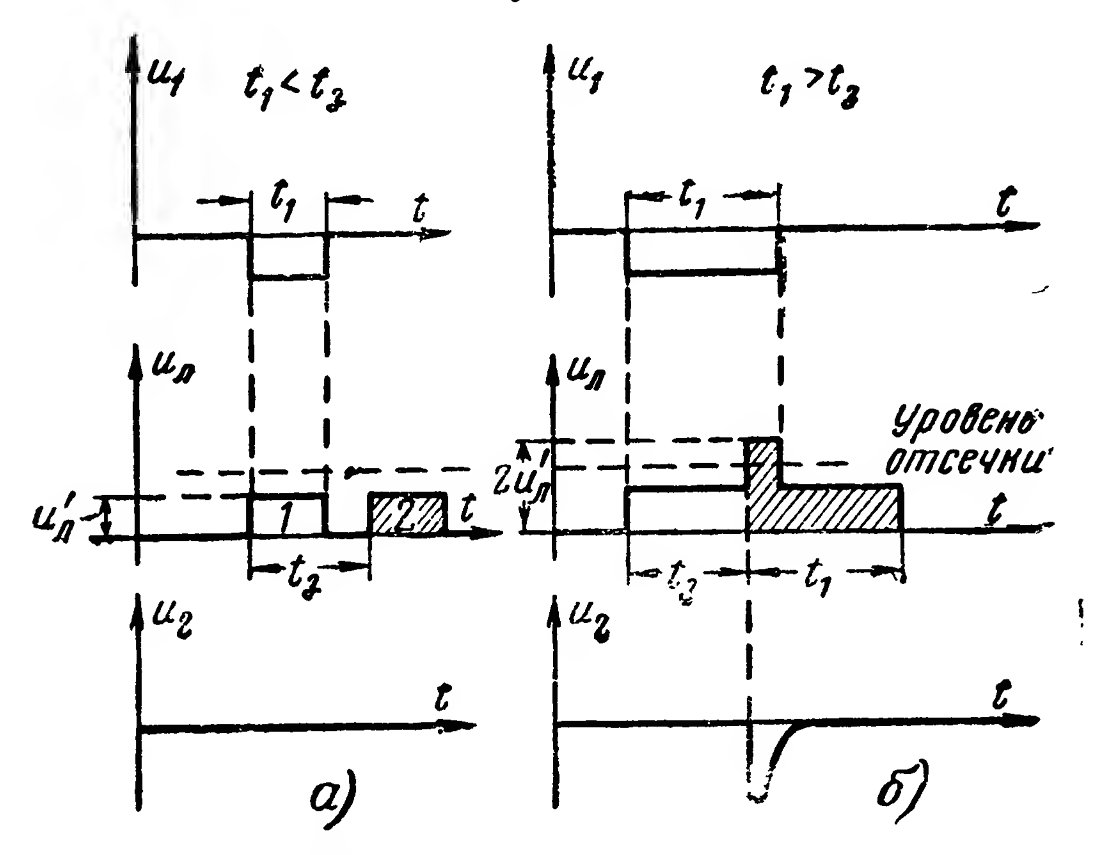


Рис. 11-23. Временные графики работы схемы дешифратора по рис. 11-22.

а — длительность контролируемого импульса меньше контрольного значения; *б* — длительность импульса больше контрольного значения.

элемента дешифратора. Триод $Л_2$ используется для запуска блокинг-одновибратора.

В исходном положении триоды $Л_2$ и $Л_3$ заперты напряжением смещения $U_{Б.с}$. При подаче на вход дешифратора отрицательного импульса напряжения u_1 лампа $Л_1$ запирается. На аноде ее образуется положительный импульс $u_л$, подаваемый на линию задержки и сетку триода $Л_2$. Однако амплитуда этого импульса $u'_л$ такова, что триод $Л_2$ остается запертым. Если $t_1 < t_3$, то первоначальный импульс *1* (рис. 11-23,*а*) и отраженный *2* действуют на сетку триода $Л_2$ в различное время, и последний остается

запертым. Если же $t_1 > t_з$, то при наложении первоначального и отраженного импульсов напряжение на сетке $Л_2$ равно примерно $2u'_л$; триод $Л_3$ отпирается и запускает блокинг-одновибратор (рис. 11-23,*б*).

На рис. 11-24 изображена схема дешифратора с линиями задержки, обеспечивающая двусторонний контроль длительности импульсов. В этой схеме используются две линии задержки: *I* и *II* с временами задержки $t_{з1}$ и $t_{з2}$. Свободные концы этих линий замкнуты накоротко.

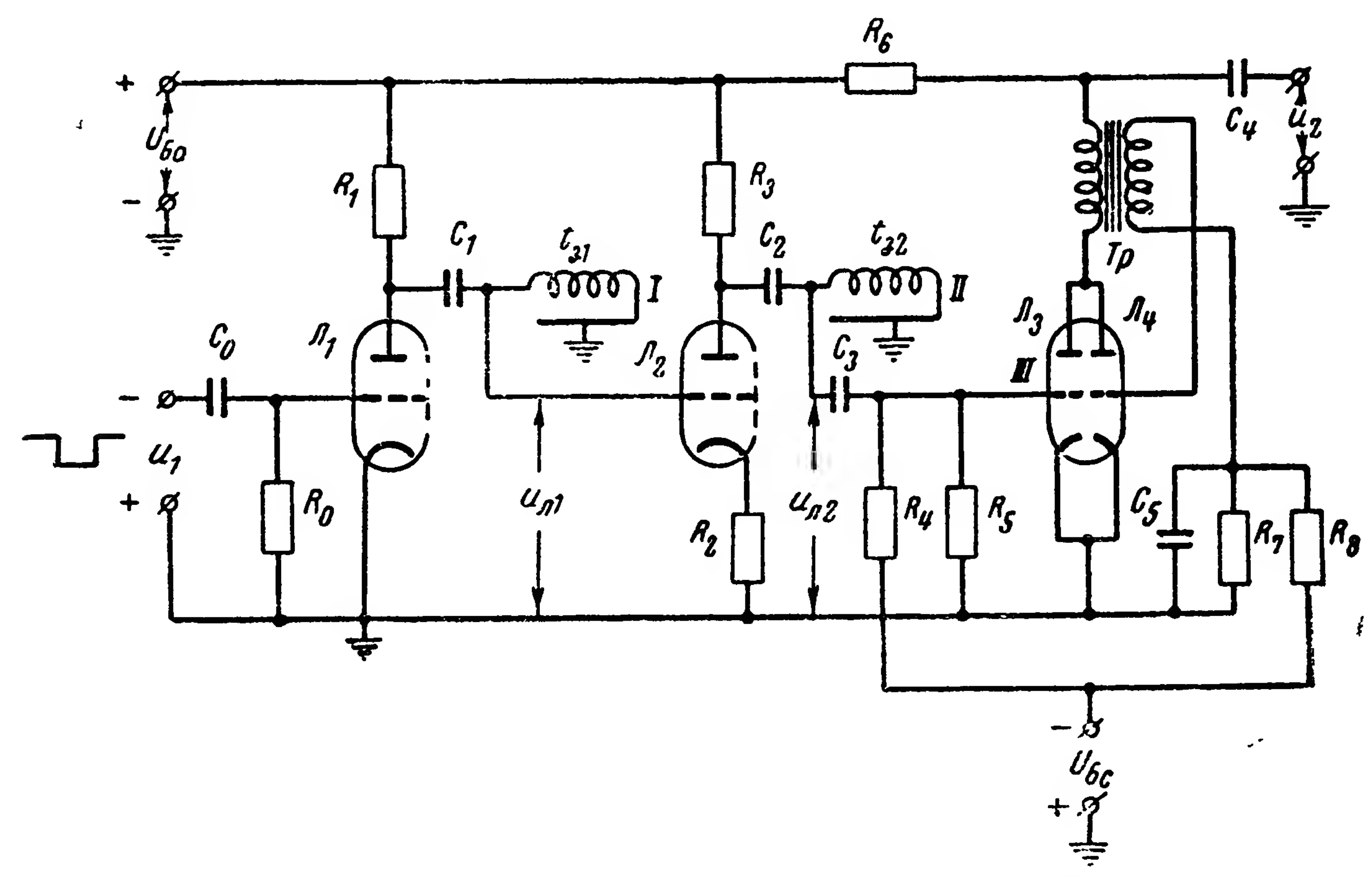


Рис. 11-24. Схема дешифратора с линиями задержки, обеспечивающая двусторонний контроль длительности импульсов.

На рис. 11-25 изображен временный график работы рассматриваемой схемы для случаев, когда длительность t_1 входного импульса u_1 имеет три различных значения. На входе линии задержки *I* (рис. 11-24) действуют два импульса напряжения: $u_{л1}$ — первоначальный с полярностью, инверсной u_1, и отраженный (на рис. 11-25 заштрихован) с полярностью, обратной первоначальной. Эти импульсы инвертируются лампой $Л_2$ (рис. 11-24) и подаются на вход линии *II*. В соответствии с этим на входе линии *II* образуются четыре импульса напряжения $u_{л2}$: два первоначальных и два отраженных (отраженные импульсы на рис. 11-25 заштрихованы). Из рис. 11-25 видно, что если длительность входного импульса мала (рис. 11-25,*а*) или велика (рис. 11-25,*в*), то первоначальные и отраженные импульсы на входе линии *II* действуют в различное время,

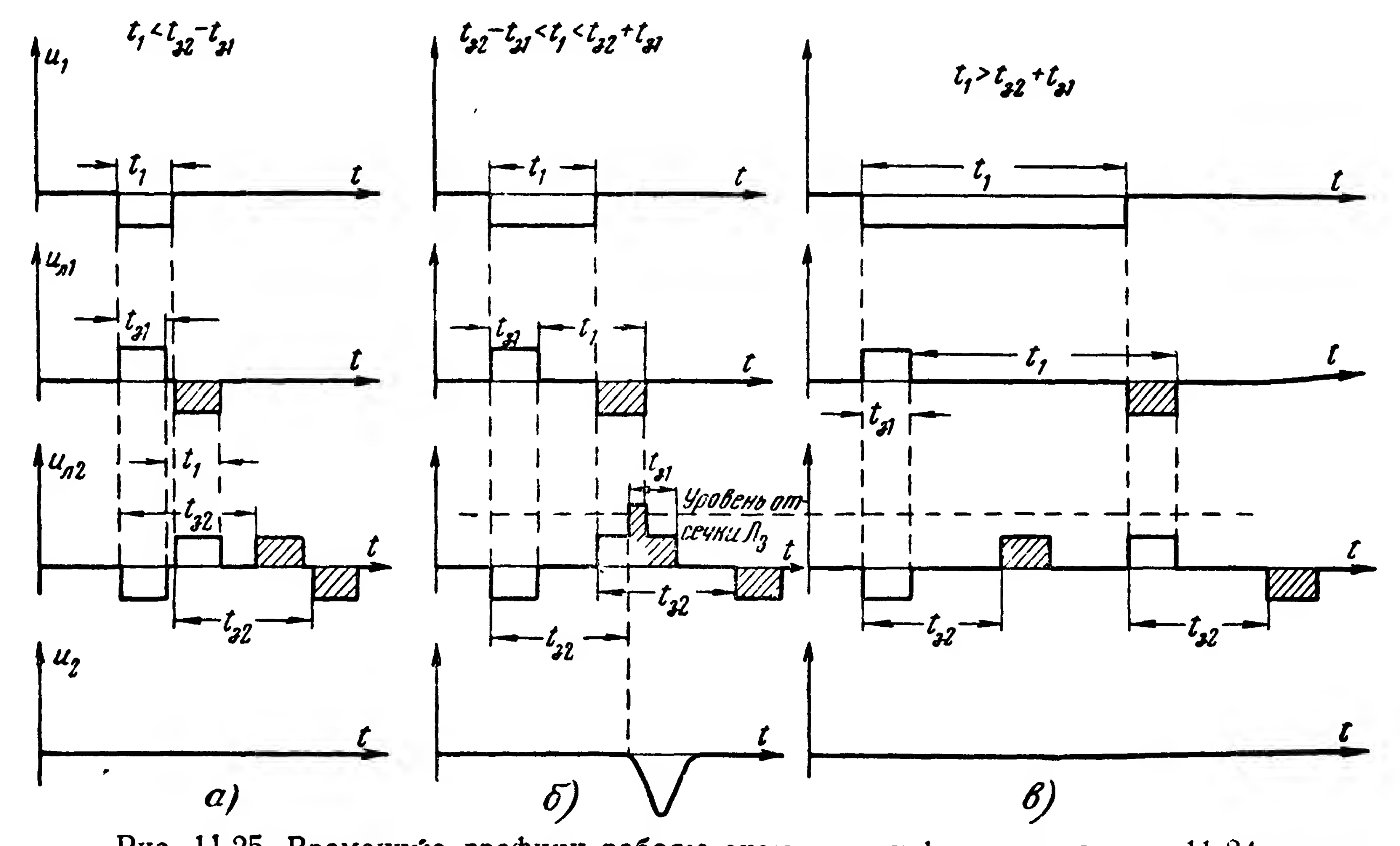


Рис. 11-25. Временные графики работы схемы дешифратора по рис. 11-24.

а — длительность контролируемого импульса мала; *б* — длительность импульса равна рабочему значению; *в* — длительность импульса велика.

вследствие чего триод $Л_3$ (рис. 11-24) остается запертым. При значениях длительности входного импульса по рис. 11-25,*б* на входе линии *II* в течение некоторого отрезка времени имеет место наложение первого импульса, отраженного от ее конца, и второго, первоначального, импульса. При этом триод $Л_3$ отпирается и запускает блокинг-одновибратор, собранный на лампе $Л_4$. Путем построения временны́х графиков для предельных случаев нетрудно

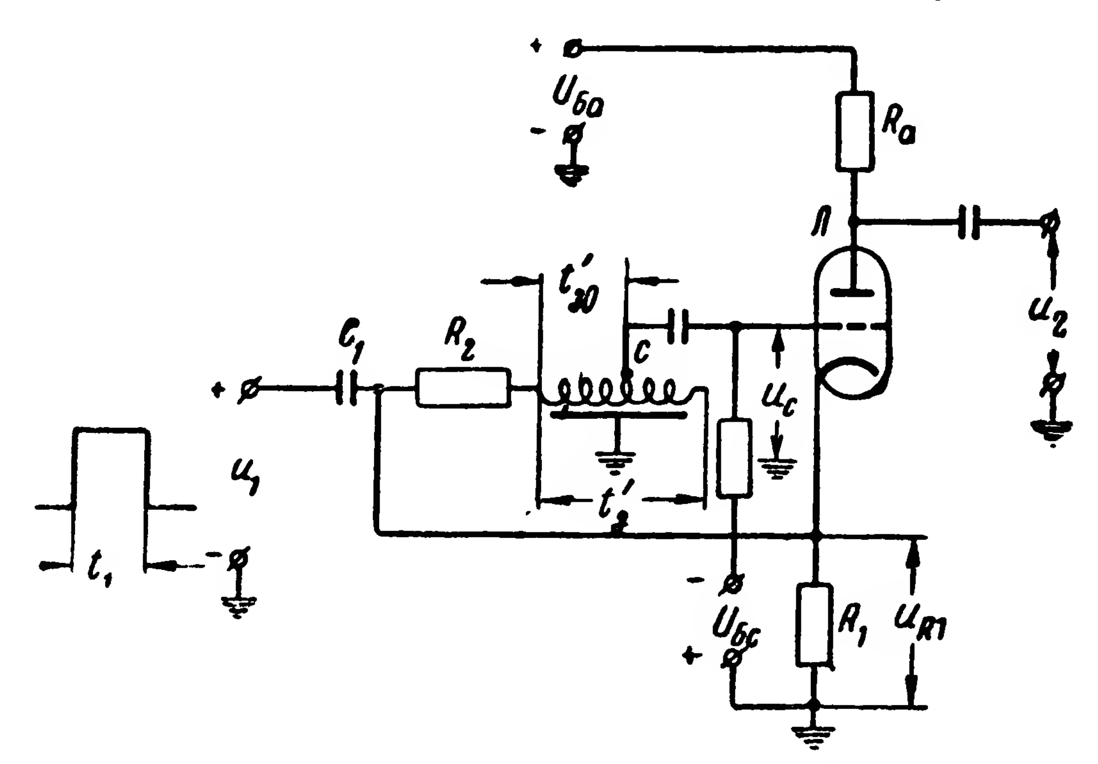


Рис. 11-26. Вариант схемы дешифратора с линией задержки, обеспечивающего двусторонний контроль длительности импульсов.

убедиться, что отпирание лампы $Л_3$ происходит при выполнении условия

$$t_{з2}-t_{з1}<t_1<t_{з2}+t_{з1}.$$

Если учесть, что для запуска блокинг-одновибратора требуется некоторое время $t_{ср}$, то очевидно, что импульс напряжения u_2 на выходе дешифратора на рис. 11-24 образуется при выполнении условия

$$t_{з2}-t_{з1}+t_{ср}<t_1<t_{з2}+t_{з1}-t_{ср}.$$

На рис. 11-26 изображена схема дешифратора, обеспечивающая двусторонний контроль длительности импульсов с одной линией задержки. Временны́е графики работы этой схемы изображены на рис. 11-27.

Входной положительный импульс напряжения u_1 дифференцируется цепью C_1R_1, в результате чего на катодном сопротивлении R_1 действуют поочередно два импульса напряжения u_{R1}: первый — с положительной полярностью,

второй — с отрицательной. Эти импульсы подаются на линию задержки, к точке *с* которой подключена сетка лампы.

Таким образом, на сетку подаются с некоторой задержкой $t'_{з0}$ первоначальные импульсы, образуемые на сопротивлении R_1, и импульсы, отраженные от свободного конца линии с задержкой $2t'_з - t'_{з0}$. Для случая, показанного на

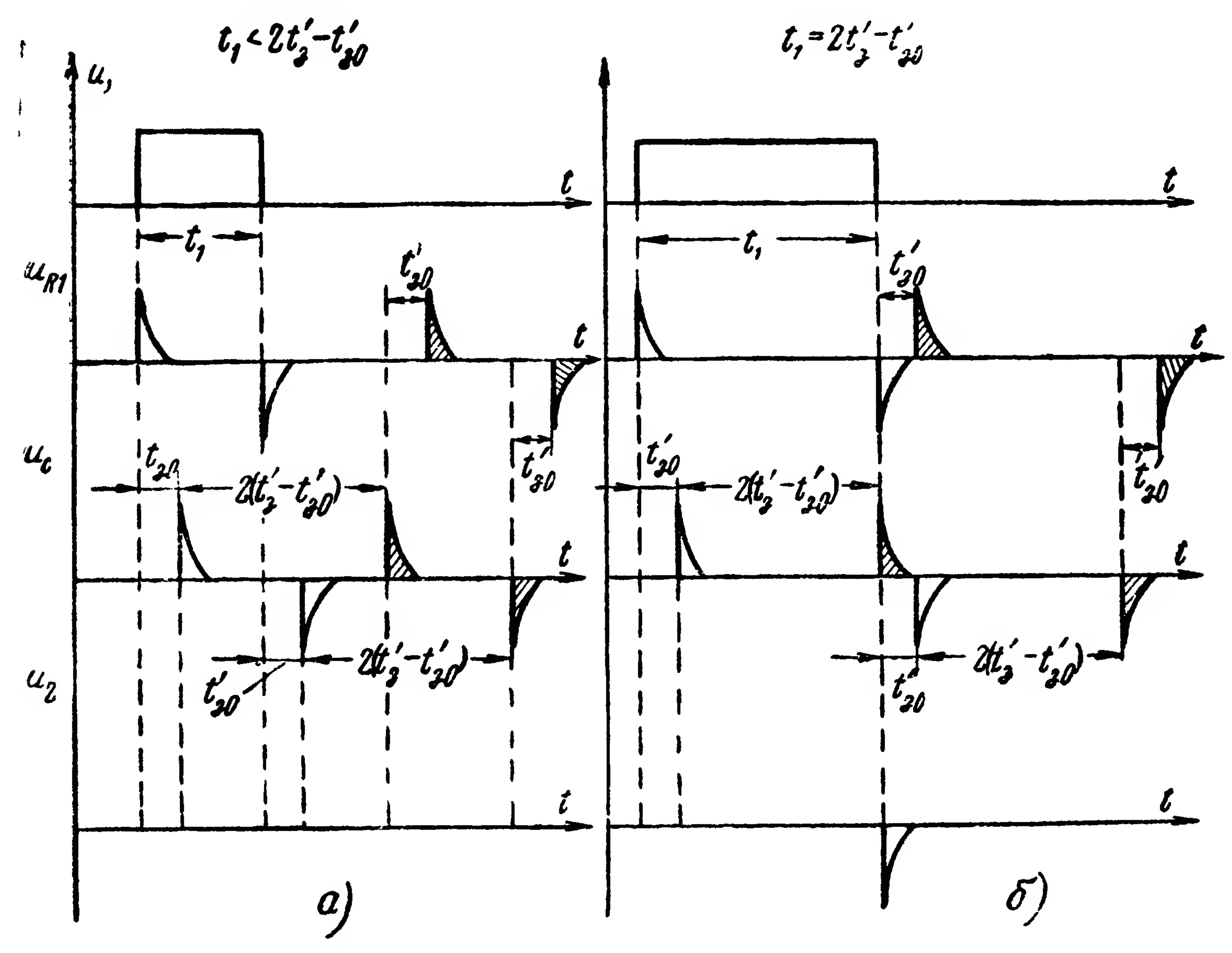


Рис. 11-27. Временные графики работы схемы дешифратора по рис. 11-26.

а — длительность контролируемого импульса мала; *б* — длительность импульса равна рабочему значению.

рис. 11-27,*а*, длительность входного импульса $t_1 < 2t'_з - t'_{з0}$. Как видно из графиков, в этом случае все импульсы на катоде и управляющей сетке лампы действуют в различное время. Напряжение смещения $U_{Бс}$ подобрано таким, что лампа *Л* при этом остается запертой. Аналогичная картина имеет место, если $t_1 > 2t'_з - t'_{з0}$. При выполнении условия $t_1 = 2t'_з - t'_{з0}$ (рис. 11-27,*б*) имеет место совпадение во времени второго, первоначального, импульса на катоде лампы (u_{R1}) и первого, отраженного, импульса на

сетке (u_c). В результате совместного действия этих импульсов лампа $Л$ отпирается и на выходе схемы образуется отрицательный импульс напряжения u_2.

Задержка $t'_{з0}$ в данной схеме необходима для того, чтобы первоначальный импульс, действующий на катоде лампы, не подавался одновременно на сетку, ибо в таком случае действия импульсов на катоде и сетке взаимно компенсировались бы.

Время этой задержки должно быть несколько больше длительности импульсов, получаемых на сопротивлении R_1 в результате дифференцирования.

11-5. Дешифраторы длительности посылок с преобразователями

а) Принципы работы дешифраторов длительности посылок с преобразователями

Для дешифрирования длительности посылки применяется преобразование длительности посылки в число импульсов или амплитуду.

На рис. 11-28 приведена блок-схема дешифратора с преобразованием длительности посылки в число импульсов.

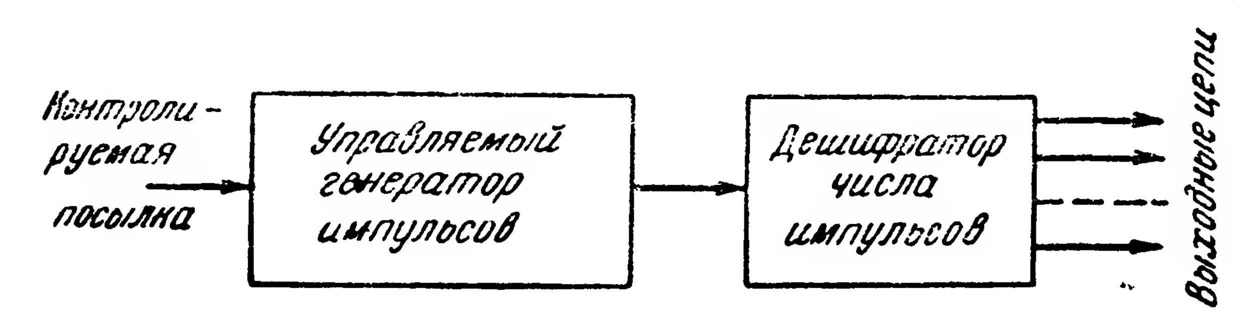


Рис. 11-28. Блок-схема дешифратора с преобразованием длительности посылки в число импульсов.

Указанное преобразование выполняет генератор импульсов, который в исходном положении не работает. С началом воздействия контролируемой посылки на выходе генератора образуется периодическая последовательность импульсов. С окончанием контролируемой посылки генератор работу прекращает. Таким образом, число импульсов n, образуемых на выходе генератора, пропорционально длительности входного импульса $t_р$, точнее

$$n = E\left(\frac{t_р}{T}\right),$$

где T — период работы генератора;

$E\left(\frac{t_р}{T}\right)$ — целая часть числа $\frac{t_р}{T}$.

Остаток от деления $\frac{t_p}{T}$, который не может превышать T, обусловливает погрешность контроля длительности посылки.

Импульсы, образуемые на выходе генератора, поступают на дешифратор числа импульсов, который в соответствии с числом импульсов, поступающих на его вход, под-

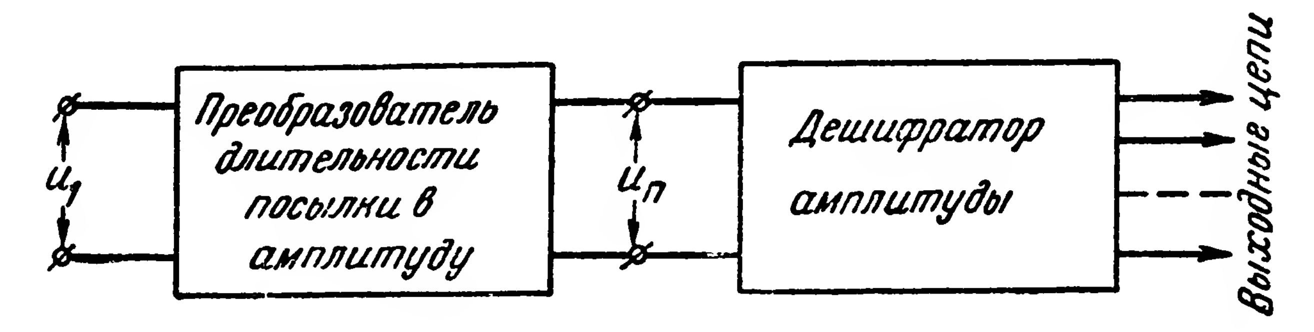


Рис. 11-29. Блок-схема дешифратора с преобразованием длительности посылки в амплитуду.

ключает напряжение к той или иной выходной цепи. Дешифраторы числа импульсов рассматриваются в гл. 16.

Очевидно, что данная схема позволяет проконтролировать длительность посылок с точностью до периода T генератора импульсов. Для увеличения точности необходимо уменьшить период T, что в свою очередь требует построения дешифратора большого числа импульсов. Такая схема содержит большое число элементов, что затрудняет использование данного приципа дешифрирования.

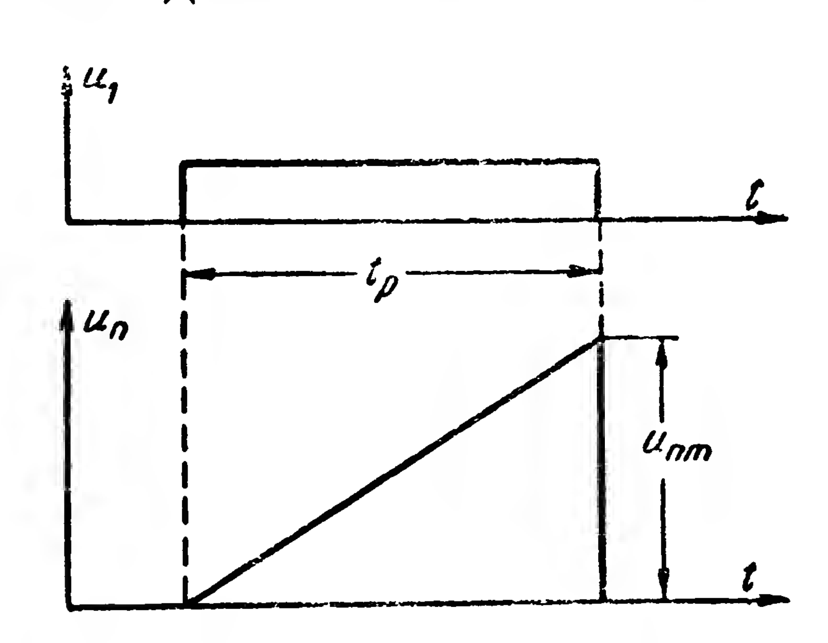


Рис. 11-30. Графики изменений во времени напряжений на входе и выходе преобразователя длительности посылки в амплитуду.

Схемы дешифраторов с преобразованием длительности посылки в амплитуду находят на практике большее применение, так как они содержат меньшее число элементов и позволяют контролировать посылки как сравнительно большой, так и весьма малой длительности, измеряемой микросекундами.

Принцип работы дешифратора с преобразованием длительности посылки в амплитуду иллюстрируется схемой на рис. 11-29 и временным графиком на рис. 11-30.

При подаче на вход схемы напряжения u_1 контролируемой посылки на выходе преобразователя образуется им-

пульс пилообразного напряжения $u_п$. Наклон прямой изменения напряжения пилообразного импульса во времени определяется лишь параметрами преобразователя, а длительность этого импульса равна длительности контролируемого импульса $t_р$. Таким образом, максимальное значение импульса пилообразного напряжения $u_{пm}$, получаемое в конце его, пропорционально длительности контролируемого импульса, т. е. $u_{пm} = S_п t_р$, где $S_п$ — постоянный коэффициент (крутизна преобразования).

Схема такого преобразователя может быть построена на основе известных схем формирования пилообразного напряжения (см. § 6-5).

Дешифратор амплитуды, подключаемый к выходу преобразователя, обеспечивает односторонний или двусторонний контроль амплитуды $u_{пm}$ пилообразного импульса и тем самым контроль длительности входной посылки u_1.

В зависимости от типа дешифратора амплитуды схема на рис. 11-29 может представлять собой дешифратор длительности импульсов релейного или фильтрового типа.

Преобразование длительности контролируемой посылки в амплитуду может быть использовано также для построения дешифратора соотношения длительностей двух посылок, передаваемых одновременно или поочередно. В этом случае необходимо лишь в схеме на рис. 11-29 дешифратор амплитуды заменить дешифратором соотношения амплитуд.

б) Схемы дешифраторов с преобразователями длительности посылки в амплитуду

На рис. 11-31 изображена принципиальная схема простейшего дешифратора фильтрового типа с преобразователем длительности импульса напряжения u_1 в амплитуду.

Схема обеспечивает односторонний контроль длительности импульса снизу.

Задачу преобразователя выполняет интегрирующая цепь R_1C_1. Начало и окончание процесса интегрирования определяются запиранием и отпиранием лампы $Л_1$. В исходном положении эта лампа отперта, и напряжение $u_{а1}$ на конденсаторе C_1 мало. При подаче на вход отрицательного импульса u_1 лампа $Л_1$ запирается и начинается процесс заряда конденсатора C_1. Напряжение $u_{а1}$ при этом

возрастает. С окончанием входного импульса лампа $Л_1$ отпирается и конденсатор C_1 разряжается.

Схема, собранная на лампе $Л_2$, представляет собой ограничитель по минимуму с использованием отсечки анодного тока. Она выполняет задачу дешифратора амплитуды импульсов с односторонним контролем снизу.

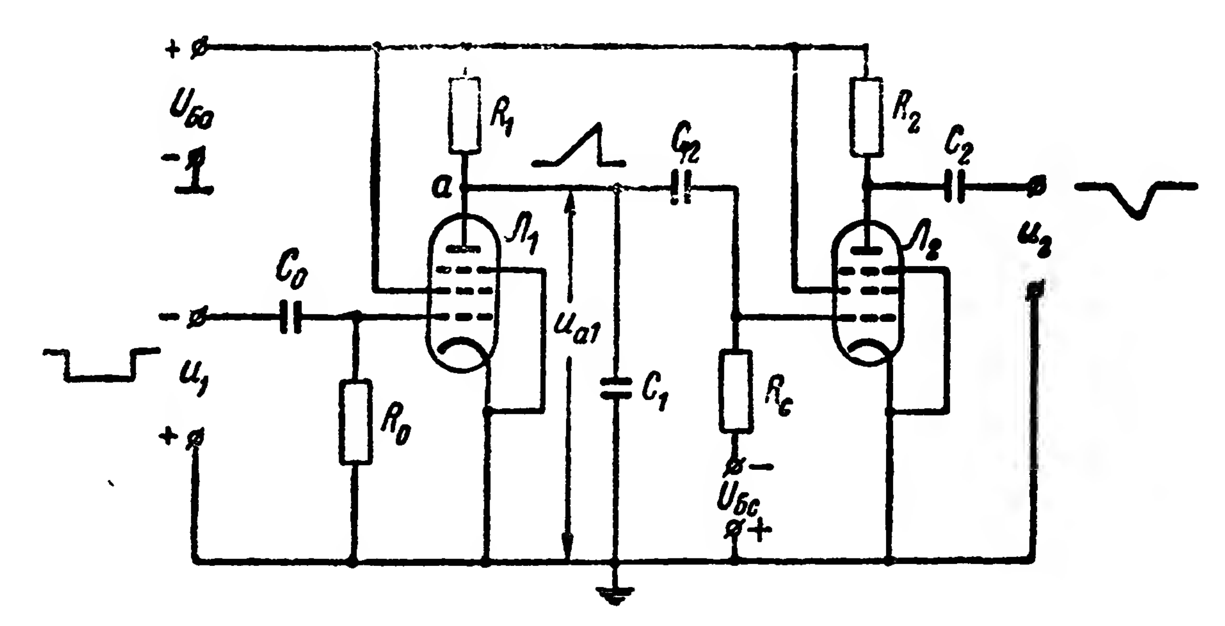


Рис. 11-31. Пример схемы дешифратора фильтрового типа, обеспечивающего односторонний контроль длительности импульса снизу.

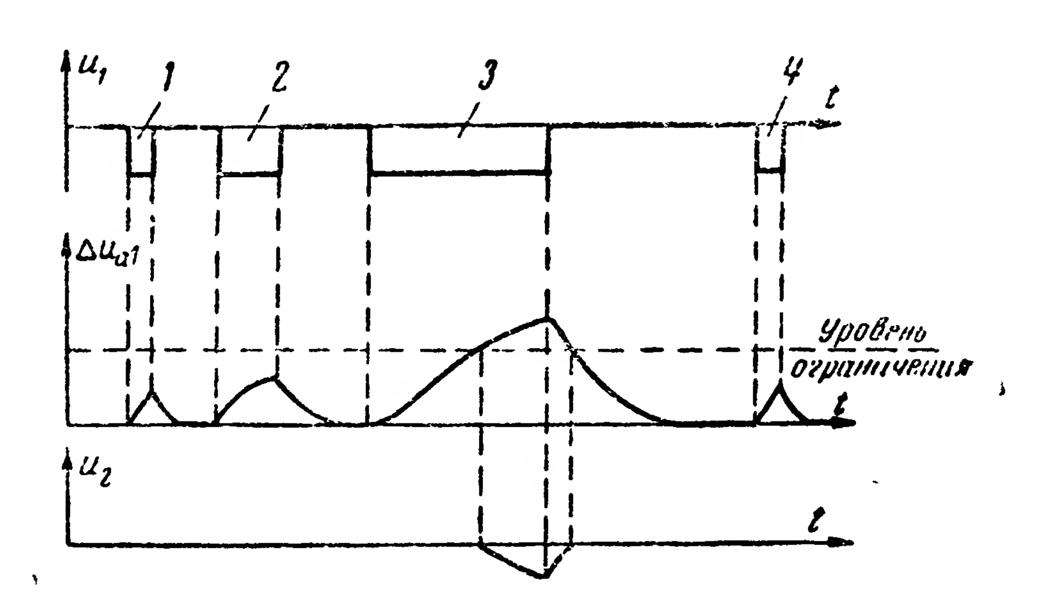


Рис. 11-32. Временные графики работы схемы дешифратора по рис. 11-31.

В исходном положении лампа $Л_2$ заперта и отпирается лишь в случае, если напряжение u_{a1} на конденсаторе C_1 возрастает до достаточно большого значения. На рис. 11-32 приведены графики изменения во времени входного напряжения u_1, приращения напряжения Δu_{a1} на конденсаторе C_1 и выходного напряжения u_2 для входных импульсов, имеющих четыре различных значения длительности.

На рис. 11-33 изображена принципиальная схема дешифратора с преобразователями длительности импульса в амплитуду, обеспечивающая двусторонний контроль дли-

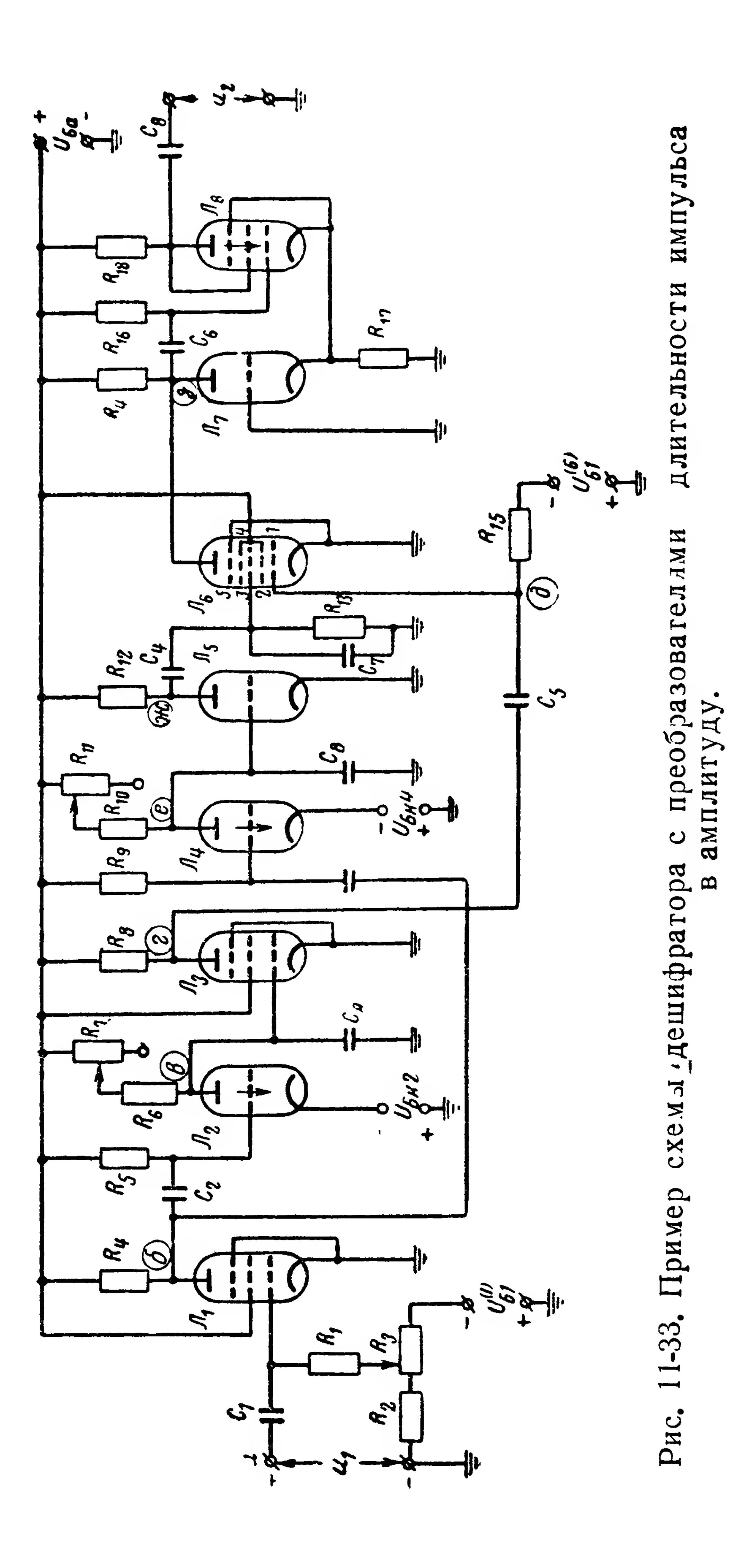


Рис. 11-33. Пример схемы дешифратора с преобразователями длительности импульса в амплитуду.

тельности импульсов. На лампе $Л_1$ собран ограничитель по минимуму, который в данном случае играет вспомогательную роль. Уровень ограничения в нем выбирается выше уровня шумов на входе схемы. Этим самым обеспечивается четкая фиксация начала и окончания импульсов. Органичение достигается за счет отсечки анодного тока по управляющей сетке. Уровень ограничения может регулироваться с помощью переменного сопротивления R_3.

На лампах $Л_2$ и $Л_3$ собрана схема одностороннего контроля длительности импульсов снизу, аналогичная схеме на рис. 11-31. Такая же схема образована на лампах $Л_4$ и $Л_5$. Схема с лампой $Л_6$ обеспечивает суммирование действий двух схем одностороннего контроля. На лампах $Л_7$ и $Л_8$ собран одновибратор, выполняющий задачу исполнительного элемента дешифратора. Он обеспечивает формирование на выходе дешифратора импульса требуемых амплитуды и длительности.

В исходном положении триод $Л_2$ отперт. Анод этого триода соединен с управляющей сеткой лампы $Л_3$. Для того чтобы последняя была заперта, катод лампы $Л_2$ не соединяется с общей точкой, а к нему подключается отрицательное напряжение $U_{Б.к2}$ с таким расчетом, чтобы выполнялось условие

$$u_{a2} + U_{Б.к2} < u_{c03},$$

где u_{a2} — напряжение между анодом и катодом лампы $Л_2$;
u_{c03} — напряжение запирания лампы $Л_3$.

При подаче на вход положительного импульса напряжения u_1 лампа $Л_1$ отпирается. Напряжение на аноде ее (точка *б*) падает. Лампа $Л_2$ при этом запирается и начинается заряд конденсатора C_A. Напряжение на аноде лампы $Л_3$ (точка *г*) начинает изменяться лишь в случае, если длительность входного импульса

$$t_p > t_A,$$

где t_A — время заряда конденсатора C_A до напряжения u_{c03}.

Для того чтобы анодный ток лампы $Л_3$ не возрастал до большого значения, схема, собранная на этой лампе, дает ограничение этого тока по максимуму. С этой целью используется пентод, в анодную цепь которого включается достаточно большое сопротивление R_8.

Аналогично напряжение на аноде лампы $Л_5$ (точка *ж*) начинает изменяться лишь в случае, если

$$t_р > t_B,$$

где t_B — время заряда конденсатора C_B до напряжения отпирания лампы $Л_5$.

Напряжение $U_{Б.к4}$, подключаемое к катоду лампы $Л_4$, по абсолютному значению больше $U_{Б.к2}$. В силу этого при соответствующем выборе параметров интегрирующих целей обеспечивается $t_B > t_A$.

С анода лампы $Л_3$ (точка *г*) напряжение подается на дифференцирующую цепь C_5R_{15}. С сопротивления R_{15} этой цепи продифференцированное напряжение подается на первую сетку пентагрида $Л_6$. С анода лампы $Л_5$ (точка *ж*) напряжение подается на третью сетку пентигрида. Параметры суммирующей схемы, собранной на пентагриде $Л_6$, подобраны таким образом, что в исходном положении пентагрид заперт и отпирается лишь в случае, если на первую сетку его подается достаточно большой положительный импульс напряжения, образуемый на сопротивлении R_{15}, а напряжение на третьей сетке равно нулю или имеет малое отрицательное значение.

Можно убедиться в том, что это условие будет выполняться лишь в случае, если длительность входного импульса лежит в определенных пределах. С отпиранием лампы $Л_6$ опрокидывается выходной одновибратор. При этом лампа $Л_8$ запирается, а $Л_7$ отпирается. На время опрокидывания одновибратора на выходе образуется положительный импульс напряжения u_2.

На рис. 11-34 изображен временной график изменения напряжений, снимаемых с характерных точек схемы на рис. 11-33.

Рассмотрим работу дешифратора на примере приема трех импульсов: малой длительности — *1*, нормальной длительности — *2* и большой длительности — *3*.

К концу приема импульса *1* малой длительности напряжения, снимаемые с точек *в* и *е*, оказываются ниже напряжений отпирания ламп $Л_3$ и $Л_5$. Эти лампы остаются запертыми, и потому дальнейшие элементы никакого воздействия не получают. При приеме импульса *2* нормальной длительности лампа $Л_3$ отпирается, а $Л_5$ остается запертой.

С момента отпирания лампы $Л_3$ до окончания импуль-

са на аноде ее (точка *г*) образуется отрицательный импульс пилообразной формы. Задний фронт этого импульса дифференцируется цепью C_5R_{15}, в результате чего на первую сетку пентагрида $Л_6$ подается положительный импульс

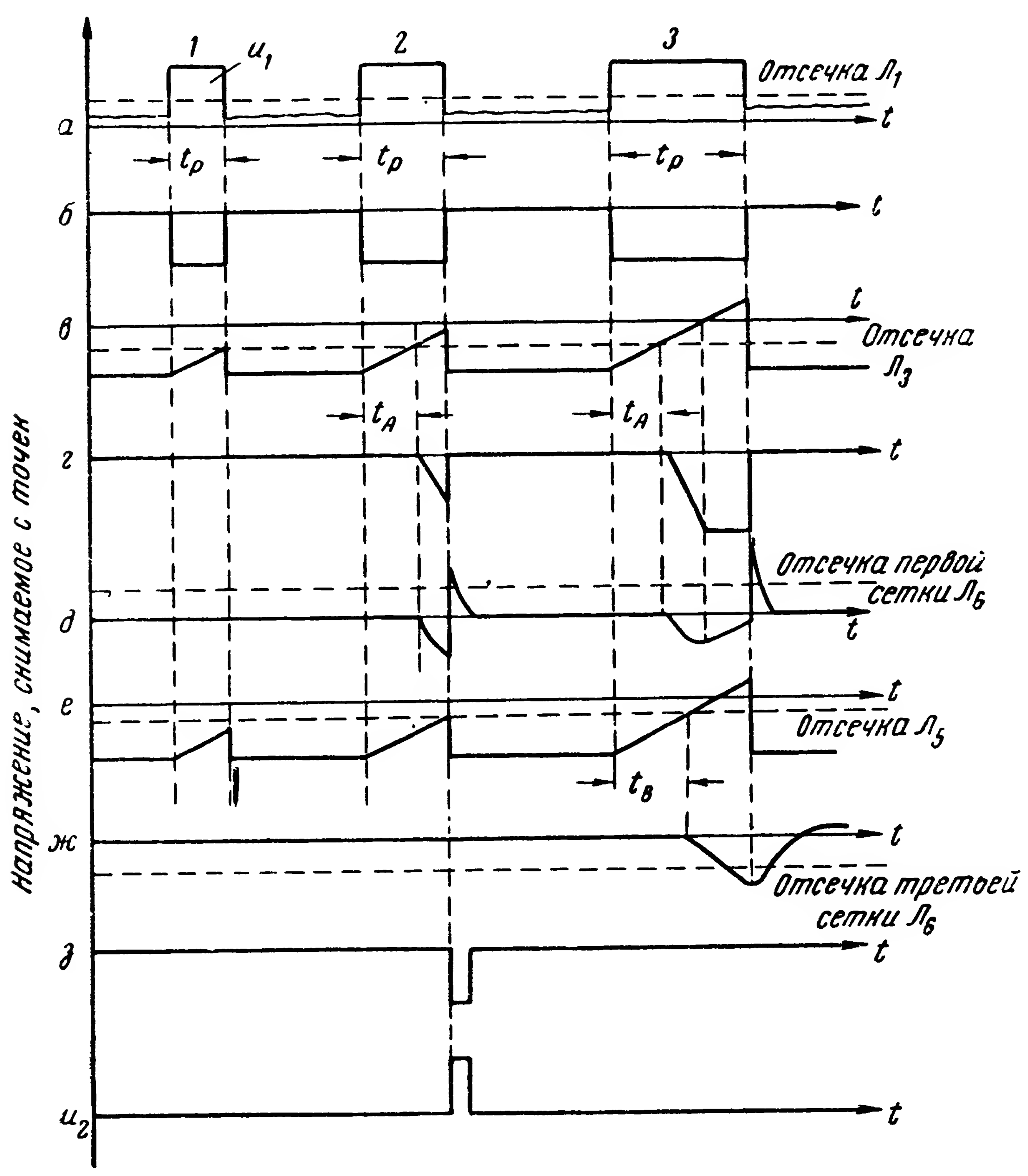


Рис. 11-34. Временные графики работы схемы дешифратора по рис. 11-33.

(точка *д*), кратковременно отпирающий пентагрид по анодному току.

На аноде пентагрида (точка *з*) образуется отрицательный импульс, который запускает одновибратор $Л_7$, $Л_8$.

При приеме импульса *3* большой длительности отпирается также триод $Л_5$. При этом на аноде его (точка *ж*) образуется отрицательный импульс, который подается на третью сетку пентагрида. Вследствие этого положитель-

ный импульс, подаваемый на его первую сетку при окончании входного импульса, уже не обеспечивает отпирания пентагрида.

11-6. Шифраторы длительности посылок

а) Шифраторы длительности посылок с изменением параметров генераторов

Для установки и смены дискретных значений длительности посылок сигнала сообщения могут быть использованы различные генераторы, рассмотренные в гл. 3—5.

Изменение длительности посылок может производиться путем изменения параметров отдельных элементов генера-

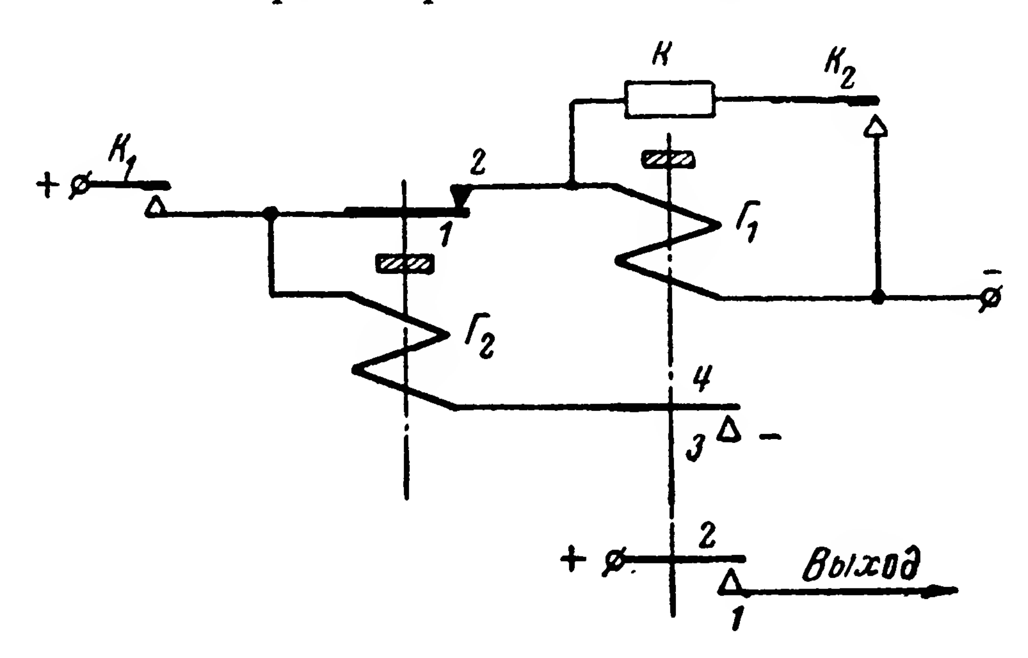


Рис. 11-35. Схема шифратора длительности импульсов с релейным генератором импульсов.

тора с помощью контактных переключателей или путем изменения одного из напряжений в схеме генератора.

На рис. 11-35 и 11-36 изображены релейно-контактные шифраторы длительности посылок с воздействием на генератор импульсов. Эти шифраторы обеспечивают получение двух рабочих значений длительности импульсов. K_1 и K_2 — контакты, положение которых определяется воздействием на шифратор органов управления, контроля или других устройств. В шифраторе по рис. 11-35 длительность импульсов, образуемых при замыкании контактов K_1, равна

$$t_{р} = t_{ср2} + t_{от1}, \qquad (11\text{-}5)$$

где $t_{ср2}$ — время срабатывания реле $Г_2$;

$t_{от1}$ — время отпускания реле $Г_1$.

При замыкании контактов K_2 обмотка реле $Г_1$ шунтируется сопротивлением R и время отпускания $Г_1$ увеличивается.

Таким образом, при разомкнутых контактах K_2 длительность генерируемых импульсов будет меньше, чем при замкнутых.

В схеме на рис. 11-36 изменение длительности генерируемых импульсов производится путем подключения до-

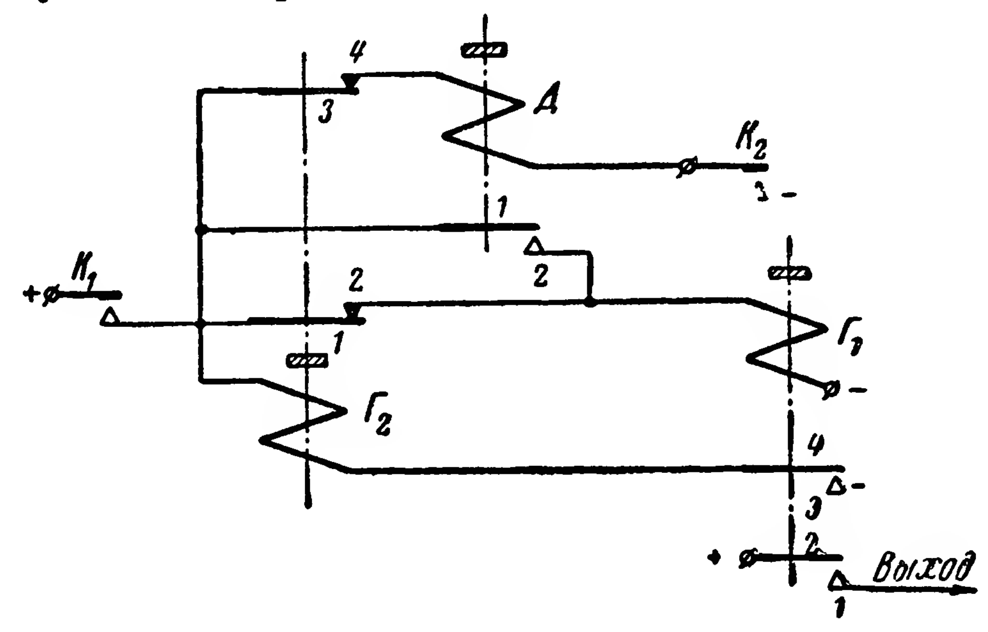


Рис. 11-36. Вариант схемы шифратора длительности импульсов с релейным генератором.

полнительного реле $Д$. Время срабатывания $t_{ср.Д}$ этого реле выбирается таким, чтобы выполнялось условие

$$t_{српД} < t_{ср1} + t_{ср2}, \qquad (11\text{-}6)$$

где $t_{ср1}$ — время срабатывания реле $Г_1$.

При разомкнутых контактах K_2 и замкнутых K_1 длительность генерируемых импульсов определяется равенством (11-5). При замкнутых контактах K_2 и K_1

$$t_р = t_{ср2} + t_{отД} + t_{от1}.$$

При выполнении условия (11-6) длительность паузы остается неизменной и равной

$$t_п = t_{от2} + t_{ср1}.$$

В шифраторах с изменением параметров магнитных генераторов, генераторов с ионными и электронными лампами или полупроводниковыми триодами изменение длительности посылок может осуществляться путем смены (подключения) конденсаторов или сопротивлений, величи-

ны которых определяют длительность генерируемых посылок. В некоторых генераторах изменение длительности посылок может осуществляться путем изменения напряжений на соответствующих электродах ламп.

б) Шифраторы длительности посылок с преобразователями пилообразных импульсов в импульсы прямоугольной формы с требуемой длительностью

Преобразование пилообразного импульса в импульс прямоугольной формы может быть выполнено с помощью двустороннего ограничителя амплитуды и усилителя. При положительной полярности пилообразного импульса дли-

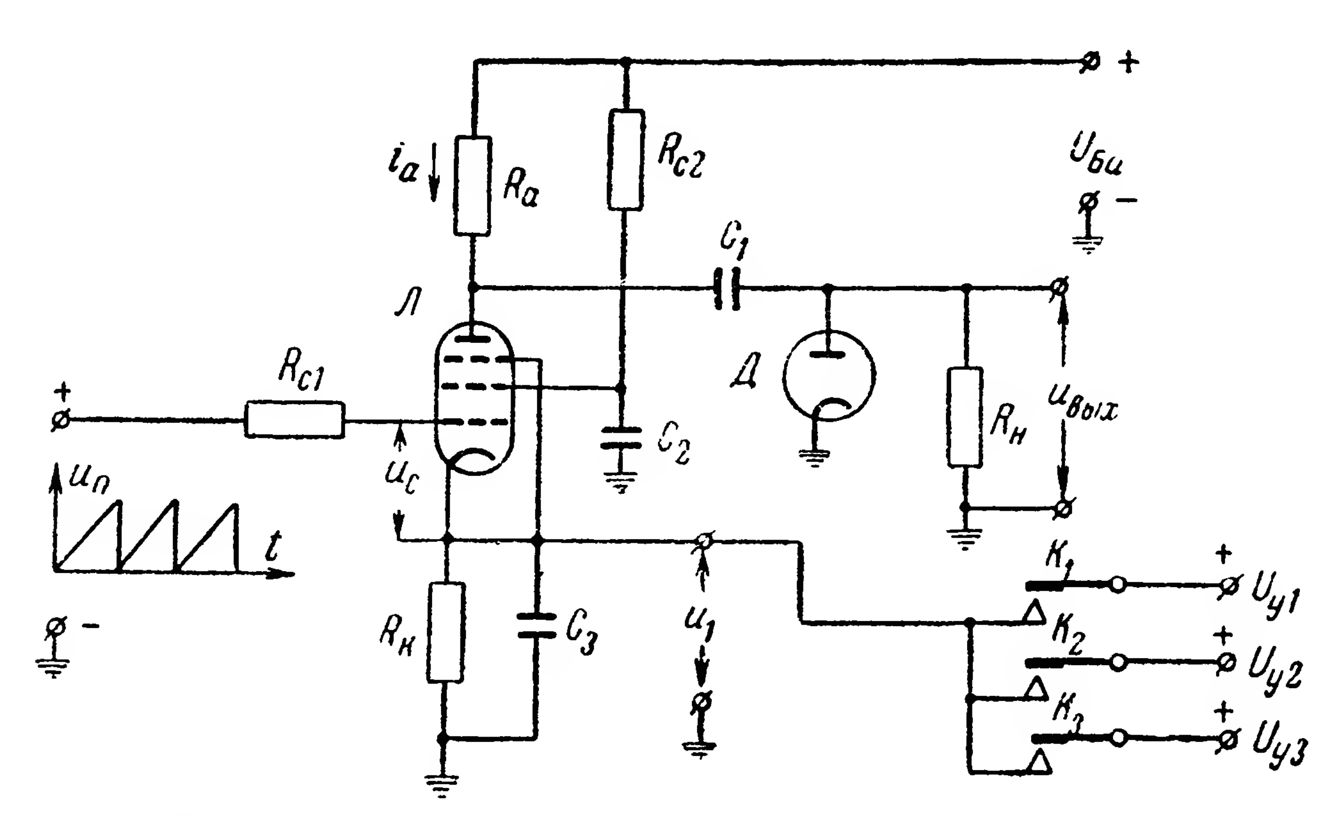


Рис. 11-37. Схема шифратора длительности импульсов с преобразованием пилообразных импульсов в прямоугольные.

тельность импульса на выходе ограничителя может изменяться путем изменения порога ограничения по минимуму.

На рис. 11-37 приведена схема шифратора, выполняющего указанное преобразование, собранная на пентоде *Л*. В этой схеме ограничение по минимуму достигается за счет отсечки анодного тока по управляющей сетке, а по максимуму — за счет использования отсечки сеточного тока (см. пояснения к схеме на рис. 6-15). Одновременно пентод обеспечивает усиление импульсов.

На управляющую сетку подается периодическая последовательность пилообразных импульсов.

Напряжение управления u_1 подается на катод лампы и выполняет задачу напряжения смещения. В зависимости от

величины этого смещения изменяется уровень ограничения, так как ток в анодной цепи появляется лишь при выполнении условия

$$u_п - u_1 > u_{со}, \quad (11\text{-}7)$$

где $u_п$ — текущее значение напряжения пилообразного импульса;

$u_{со}$ — напряжение отпирания лампы *Л* по анодному току.

При прохождении переднего фронта пилообразного импульса напряжение его $u_п$ линейно возрастает. В соот-

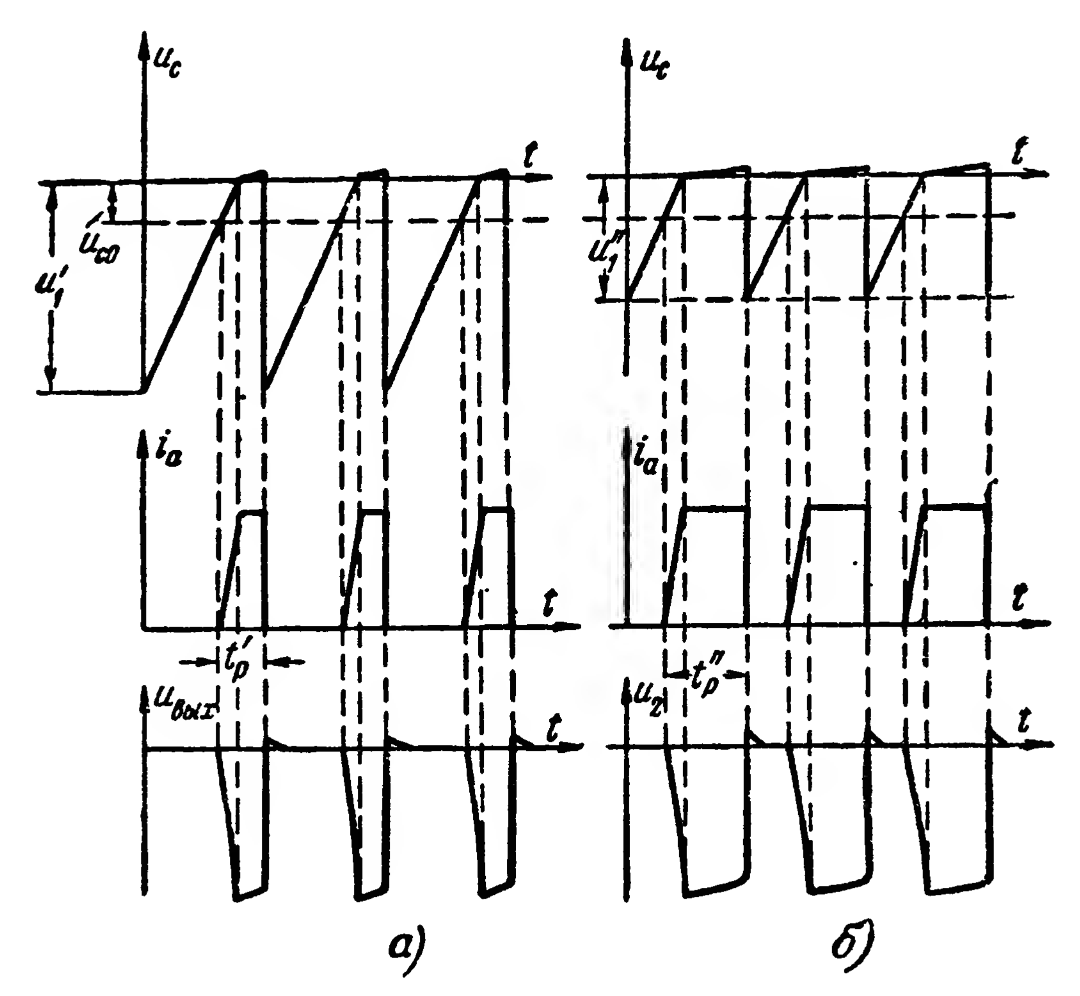


Рис. 11-38. Временные графики работы схемы на рис. 11-37.

Управляющие напряжения $а - u_1'$; $б - u_1''$;

ветствии с этим при изменении u_1 меняется также момент времени, когда начинает выполняться неравенство (11-7), т. е. момент отпирания лампы по анодному току. Это вызывает в свою очередь изменение длительности импульсов анодного тока, а следовательно, и длительности импульсов на выходе схемы.

На рис. 11-38 показаны временные графики работы схемы для двух значений напряжения $u_1 : u_1'$ и u_1''.

Диод *Д* в схеме на рис. 11-38 включен для уменьшения положительного всплеска напряжения на выходе при заряде конденсатора C_1 в момент запирания лампы *Л*.

в) Шифраторы длительности посылок с преобразователями кратковременных импульсов постоянной длительности в импульсы прямоугольной формы с различными длительностями

В шифраторах данного типа в качестве преобразователей используются обычно различные схемы одновибраторов (см. § 6-4).

Изменение длительности импульсов в этом случае может быть получено путем изменения параметров отдельных элементов одновибраторов (сопротивлений, конденсаторов) с помощью контактных переключателей или изменения ве-

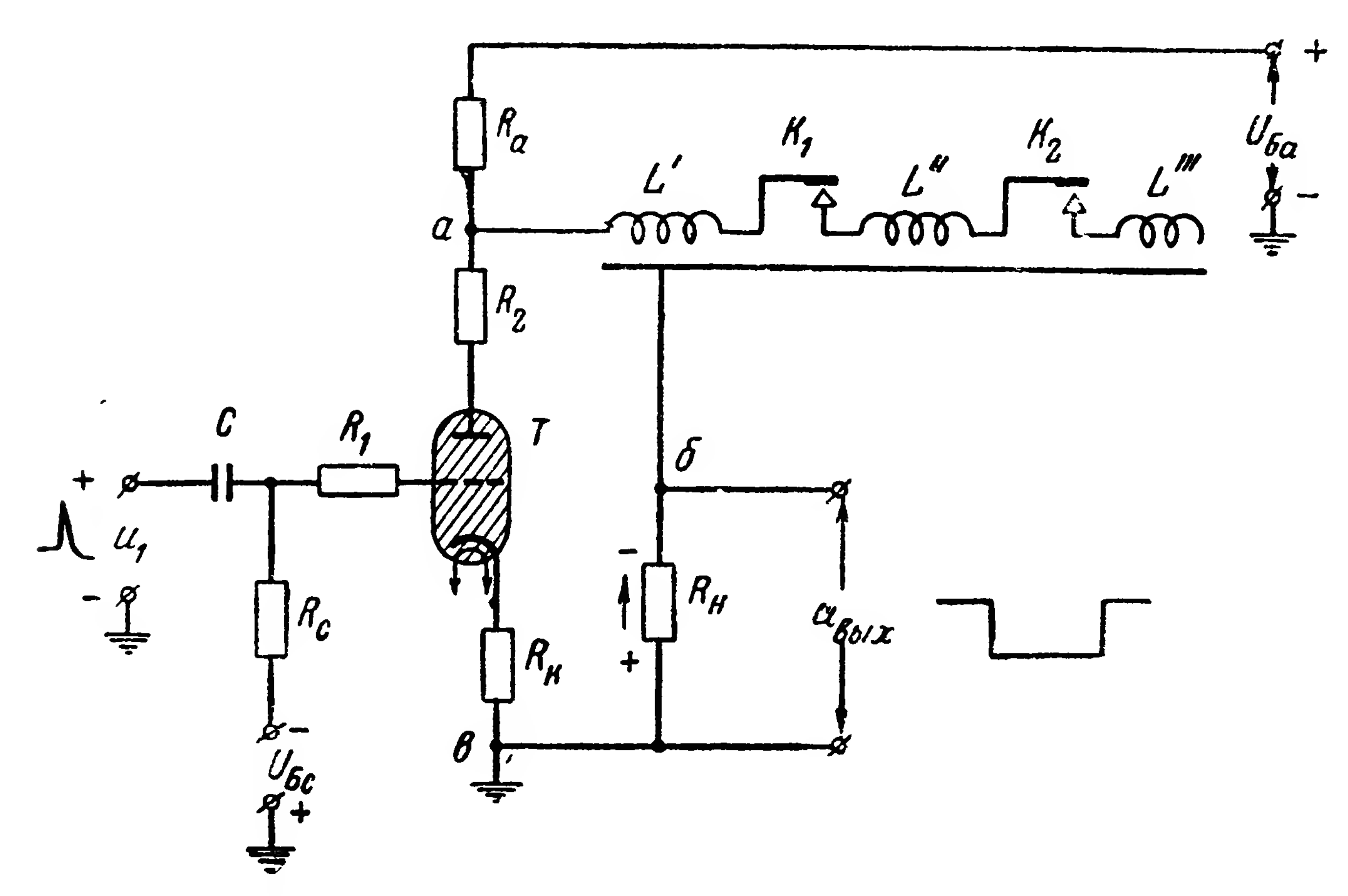


Рис. 11-39. Пример схемы шифратора длительности импульсов с одновибратором на тиратроне и линией задержки.

личины напряжения, определяющего длительность формируемых импульсов.

При формировании импульсов с малой длительностью для получения высокой стабильности часто используются одновибраторы с контурами ударного возбуждения (по типу схем по рис. 11-18) или линиями задержки.

На рис. 11-39 приведен пример схемы одновибратора с использованием линии задержки. Данный одновибратор собран на тиратроне T и работает так же, как и одновибратор на рис. 6-18, с тем лишь отличием, что задачи, которые в схеме на рис. 6-18 выполняет конденсатор C в данном случае (рис. 11-39) выполняет линия задержки.

В исходном положении тиратрон T погашен и линия задержки заряжена до напряжения анодной батареи $U_{Б.а}$.

При подаче входного импульса напряжения u_1 тиратрон T зажигается и вход линии задержки шунтируется сопротивлением, равным ее волновому сопротивлению. Начинается разряд линии задержки (см. § 6-7). По окончании этого разряда тиратрон T гаснет. Длительность формируемых импульсов может быть изменена путем подключения и отключения отдельных секций линии задержки.

На рис. 11-40 приведена схема одновибратора, обеспечивающего формирование импульсов с различными длитель-

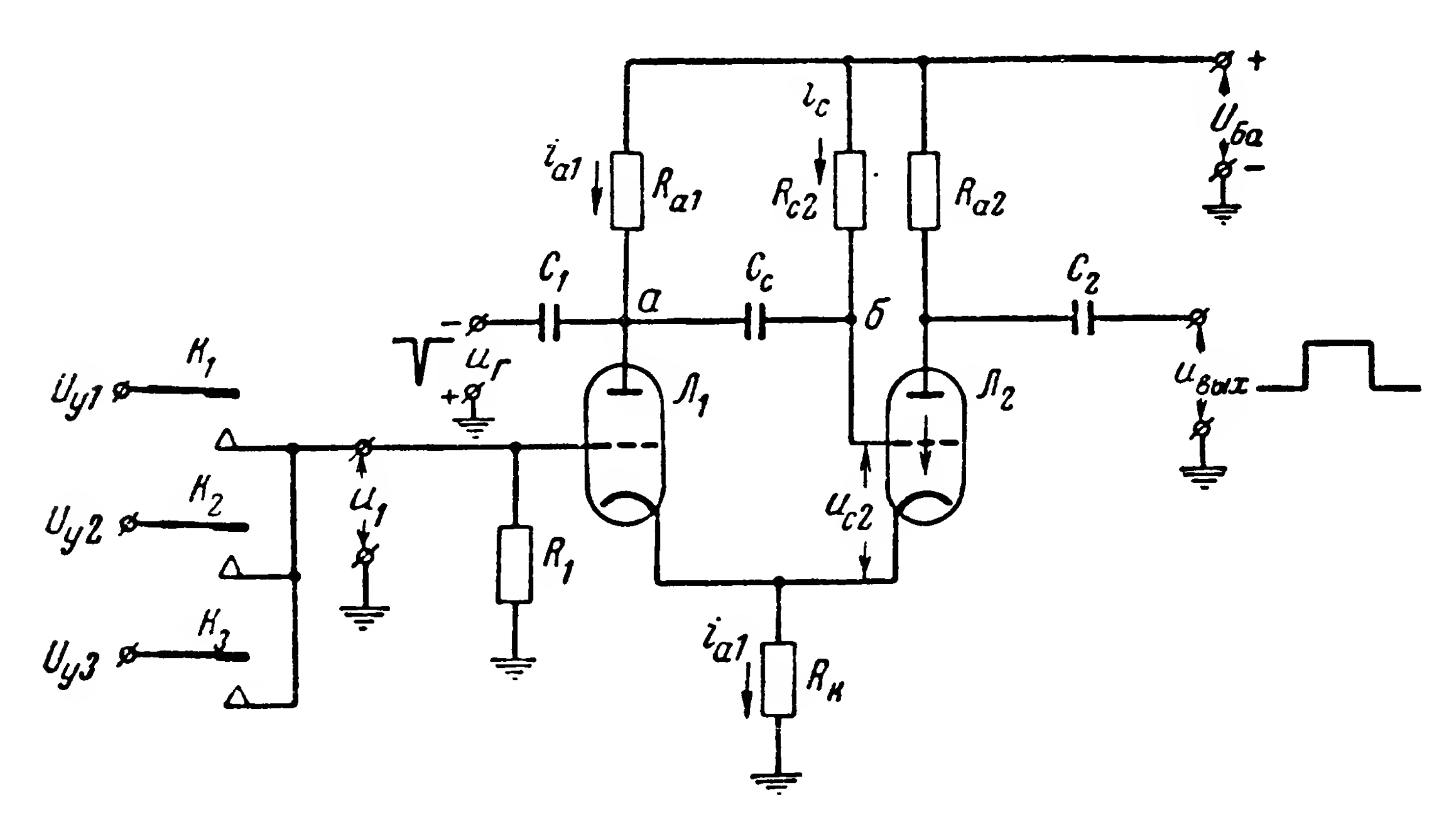


Рис. 11-40. Схема шифратора длительности импульсов с одновибратором на электронных лампах.

ностями на выходе при изменении управляющего напряжения u_1. Одновибратор собран на двух триодах: $Л_1$ и $Л_2$. Управляющее напряжение u_1 подается на сетку триода $Л_1$. Кратковременные отрицательные импульсы напряжения $u_г$ от генератора или другого устройства подаются на сетку триода $Л_2$ через конденсаторы C_1 и C_c. В исходном положении триод $Л_2$ отперт, а триод $Л_1$ заперт отрицательным напряжением, образуемым анодным током лампы $Л_2$ на сопротивлении $R_к$. Сопротивление R_{c2} в цепи сетки лампы $Л_2$ велико. Сеточный ток i_c лампы $Л_2$, протекая по этому сопротивлению, создает на нем большое падение напряжения $i_c R_{c2}$, вследствие чего напряжение u_{c2} между сеткой и катодом лампы $Л_2$ близко к нулю.

Так как анодный ток лампы $Л_1$ $i_{a1}=0$, то потенциал на аноде ее (точка $а$) равен $U_{б.а}$, а напряжение на конденса-

торе $C_с$ $u_{аб}=i_с R_{с2}$. При подаче отрицательного импульса $u_г$ одновибратор опрокидывается: лампа $Л_2$ запирается; это вызывает уменьшение напряжения на сопротивлении $R_к$ и отпирание лампы $Л_1$. При этом потенциал точки *а* резко падает и начинается перезаряд конденсатора $C_с$. Большой ток перезаряда конденсатора $C_с$, протекая по сопротивлению $R_{с2}$, увеличивает падение напряжения на нем. Потенциал точки *б* уменьшается; между сеткой и катодом лампы $Л_2$ образуется отрицательное напряжение, поддерживающее эту лампу в запертом состоянии и по окончании действия импульса напряжения $u_г$. По мере перезаряда конденсатора $C_с$ ток, проходящий через сопротивление $R_{с2}$, уменьшается и напряжение $u_{с2}$ возрастает. Когда последнее достигнет значения, при котором начнет отпираться лампа $Л_2$, схема опрокинется в исходное положение.

При отпертой лампе $Л_1$ и запертой $Л_2$ перезаряд конденсатора происходит по экспоненциальному закону. В соответствии с этим по такому же закону изменяется и напряжение $u_{с2}$.

При изменении напряжения u_1 на сетке лампы $Л_1$ изменяется величина анодного тока $i_{а1}$, а следовательно, и потенциал в точке *а* при отпирании лампы $Л_1$. Так, в частности, при увеличении напряжения u_1 потенциал в точке *а* при отпирании лампы $Л_1$ будет ниже, чем в случае, если u_1 мало. В соответствии в этим будет ниже (по абсолютному значению больше) и напряжение $u_{с2}=U_{с.нач}$ на сетке лампы $Л_2$ в момент опрокидывания (запирание лампы $Л_2$ и отпирание $Л_1$). Так как постоянная времени цепи перезаряда конденсатора $C_с$ остается без изменения, то при меньшем значении $U_{с.нач}$ потребуется большее время, чтобы напряжение $u_{с2}$ возросло до напряжения $u_{с20}$ отпирания лампы $Л_2$.

Кроме того, с увеличением напряжения u_1 после опрокидывания схемы возрастает падение напряжения $i_{а1}R_к$. Это вызывает уменьшение конечного напряжения $u_{с2}=U_{с.кон}$, которое установилось бы на сетке лампы $Л_2$, если бы схема не возвращалась в исходное положение. Действительно, если бы лампа $Л_2$ оставалась запертой и ток в цепи ее

сетки не протекал, то при окончании процесса перезаряда конденсатора $C_с$ напряжение на сетке было бы равно

$$u_{с2} = U_{с.кон} = U_{Б.а} - i_{а1} R_к.$$

Легко показать, что при экспоненциальном перезаряде конденсатора $C_с$ уменьшение $U_{с.кон}$ вызывает увеличение времени, в течение которого напряжение $u_{с2}$ возрастает до значения $u_{с20}$.

Так как оба обстоятельства (изменения начального и конечного напряжений на сетке лампы $Л_2$) влияют на длительность формируемого импульса в одном и том же направлении, то при соответствующем подборе параметров удается добиться хорошей линейной зависимости длительности $t_р$ формируемого импульса от величины управляющего напряжения u_1.

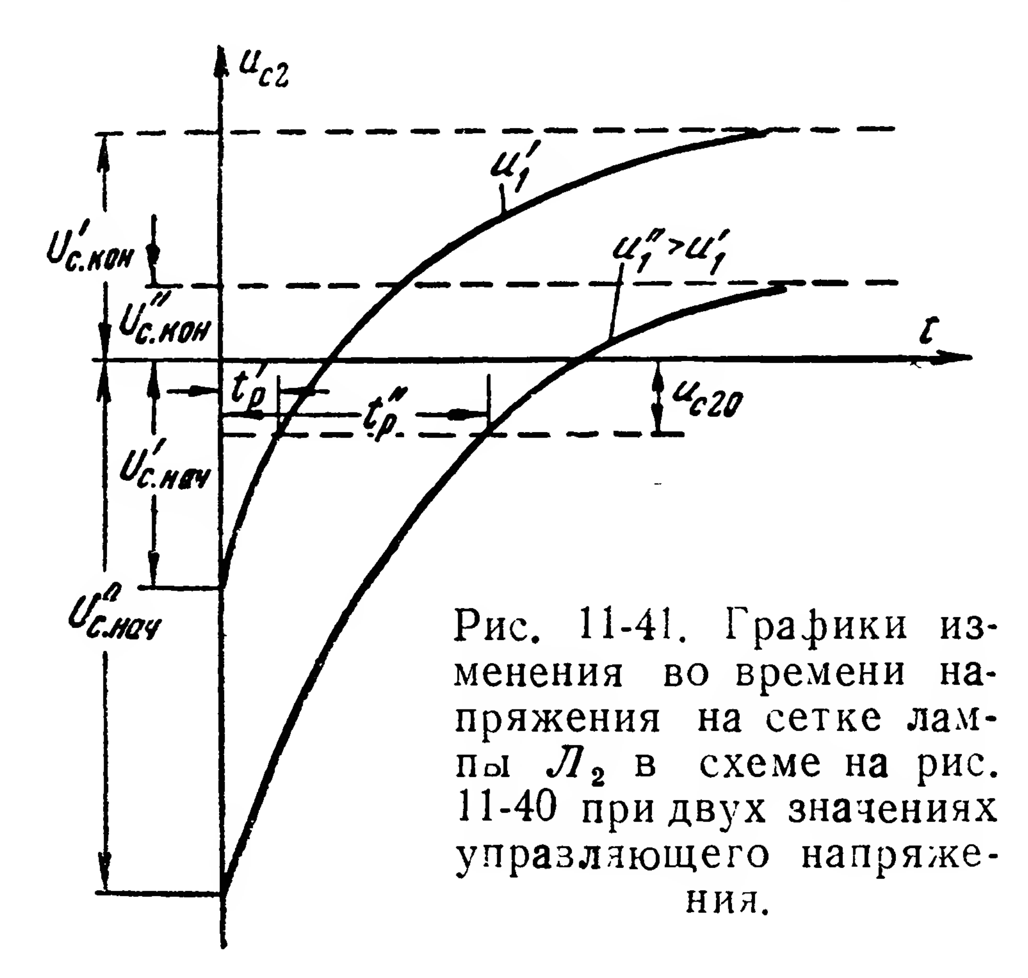


Рис. 11-41. Графики изменения во времени напряжения на сетке лампы $Л_2$ в схеме на рис. 11-40 при двух значениях управляющего напряжения.

На рис. 11-41 приведены временные графики изменения напряжения $u_{с2}$ для двух различных значений управляющего напряжения: u_1' и $u_1'' > u_1'$.

Учитывая, что перезаряд конденсатора происходит по экспоненциальному закону, находим длительность импульсов, образуемых на выходе схемы:

$$t_р \approx \tau \ln \frac{U_{с.кон} - U_{с.нач}}{U_{с.кон} - u_{с20}},$$

где $\tau = R_{c2}C_c$;

$$U_{\text{с.кон}} = U_{\text{Б.а}} - i_{a1}R_{\text{к}};$$

$$U_{\text{с.нач}} = U_{\text{Б.а}} - u_{\text{аб0}} - i_{a1}(R_{a1} + R_{\text{к}}).$$

При этом i_{a1} — ток в цепи анода лампы $Л_1$ после ее отпирания;

$u_{\text{аб0}}$ — начальное напряжение на конденсаторе C_c, когда лампа $Л_1$ заперта, а $Л_2$ отперта;

$$u_{\text{аб0}} \approx U_{\text{Б.а}} - i_{a2}R_{\text{к}};$$

i_{a2} — ток в анодной цепи лампы $Л_2$, когда последняя отперта.

г) Шифраторы с преобразователями числа импульсов в длительность посылки

На рис. 11-42 изображена блок-схема, иллюстрирующая принцип действия шифратора длительности посылок с преобразованием числа импульсов в длительность. Шифратор

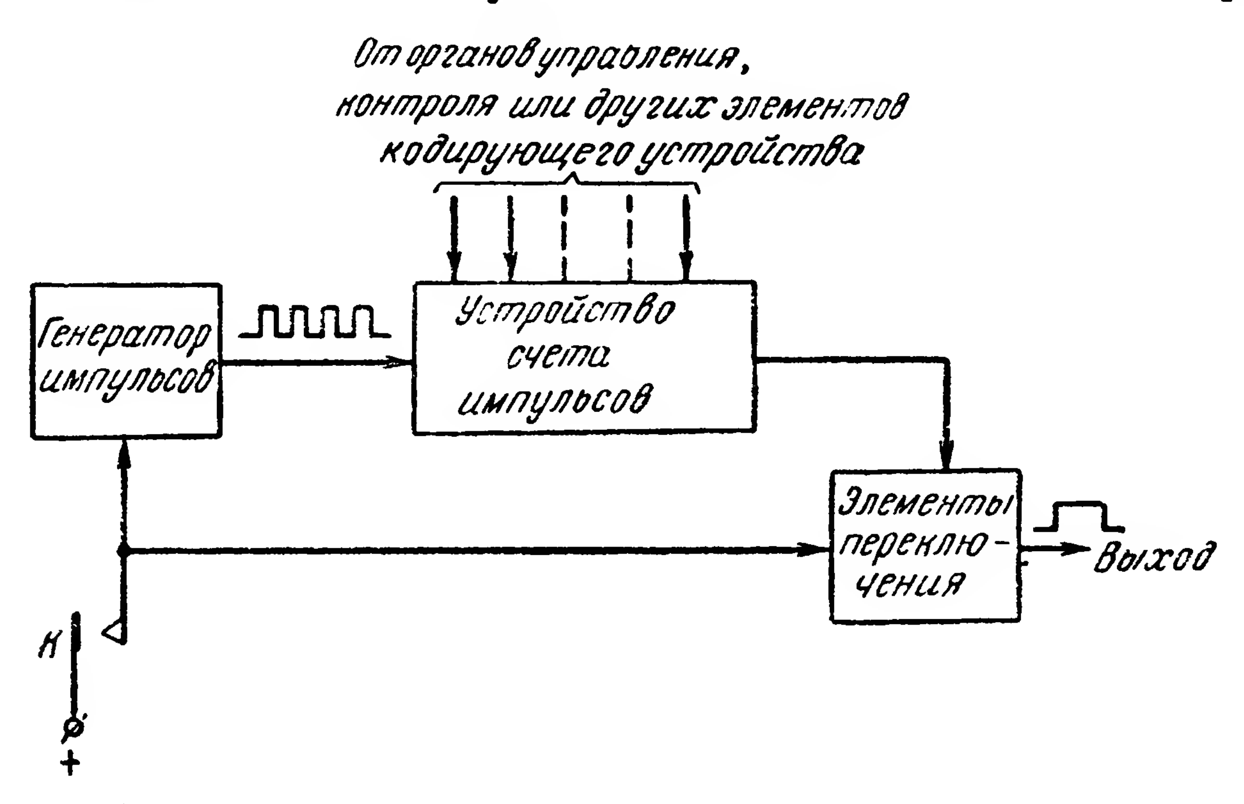


Рис. 11-42. Блок-схема шифратора длительности импульсов с преобразованием числа импульсов в длительность.

состоит из генератора импульсов, устройства счета импульсов и элементов переключения.

С замыканием контактов K генератор импульсов начинает работать и подает на устройство счета периодическую последовательность импульсов. Одновременно с замыка-

нием контактов K подается напряжение на элементы переключения, и на выходе шифратора образуется тот или иной перепад напряжения (импульс или пауза).

Устройство счета с поступлением очередного импульса (или паузы между импульсами) изменяет состояние тех или иных контактных органов или величину напряжения (тока) в различных цепях. После отсчета некоторого числа импульсов оно воздействует на элементы переключения, и формируемая на выходе посылка (импульс или пауза) заканчивается. На устройство счета воздействуют органы управления или контроля или другие элементы кодирующего устройства. Это воздействие определяет, какое число импульсов (или пауз) должно отсчитать устройство счета с тем, чтобы после этого была закончена посылка, формируемая на выходе шифратора. С изменением воздействия на устройство счета может быть изменена длительность этой посылки.

Преимуществом данного шифратора является то, что длительности формируемых посылок изменяются на величину, кратную периоду работы генератора импульсов, что облегчает согласование работы шифратора и дешифратора. Стабильность длительности формируемых посылок также определяется лишь стабильностью параметров генератора импульсов.

Способы построения устройств счета импульсов излагаются в гл. 16. Задачу элементов переключения в схеме на рис. 11-42 могут выполнять различного вида реле.

На рис. 11-43 приведен пример схемы шифратора длительности посылок с преобразованием числа импульсов в длительность посылки. В схеме используются двухрелейный (P_1 и P_2) генератор импульсов, электромагнитный шаговый распределитель прямого хода, выполняющий задачу устройства счета числа импульсов и электромагнитное переключающее реле $P_п$. Воздействие органов управления, контроля или других элементов кодирующего устройства определяет положение контактов K_1—K_4. С замыканием одного из этих контактов к соответствующей ламели ряда *I* распределителя подключается плюс источника тока.

В исходном состоянии щетки распределителя находятся на ламелях *0*, а все реле — в положении покоя. С замыканием контакта K реле P_1 получает питание, и генератор импульсов начинает работать. Одновременно с замыканием контакта K через н. з. контакты *1*, $2P_п$ подклю-

чается напряжение к выходной цепи шифратора. Контакты *3*, *4* реле P_1, замыкаясь и размыкаясь, периодически подключают питание к обмотке *Э* электромагнита распределителя. С получением питания электромагнит срабатывает и передвигает щетку на очередную ламель. После первого шага распределителя щетка $Щ_1$ переходит на ламель *1*, а щетка $Щ_2$ подключает к обмотке реле P_1 и выход-

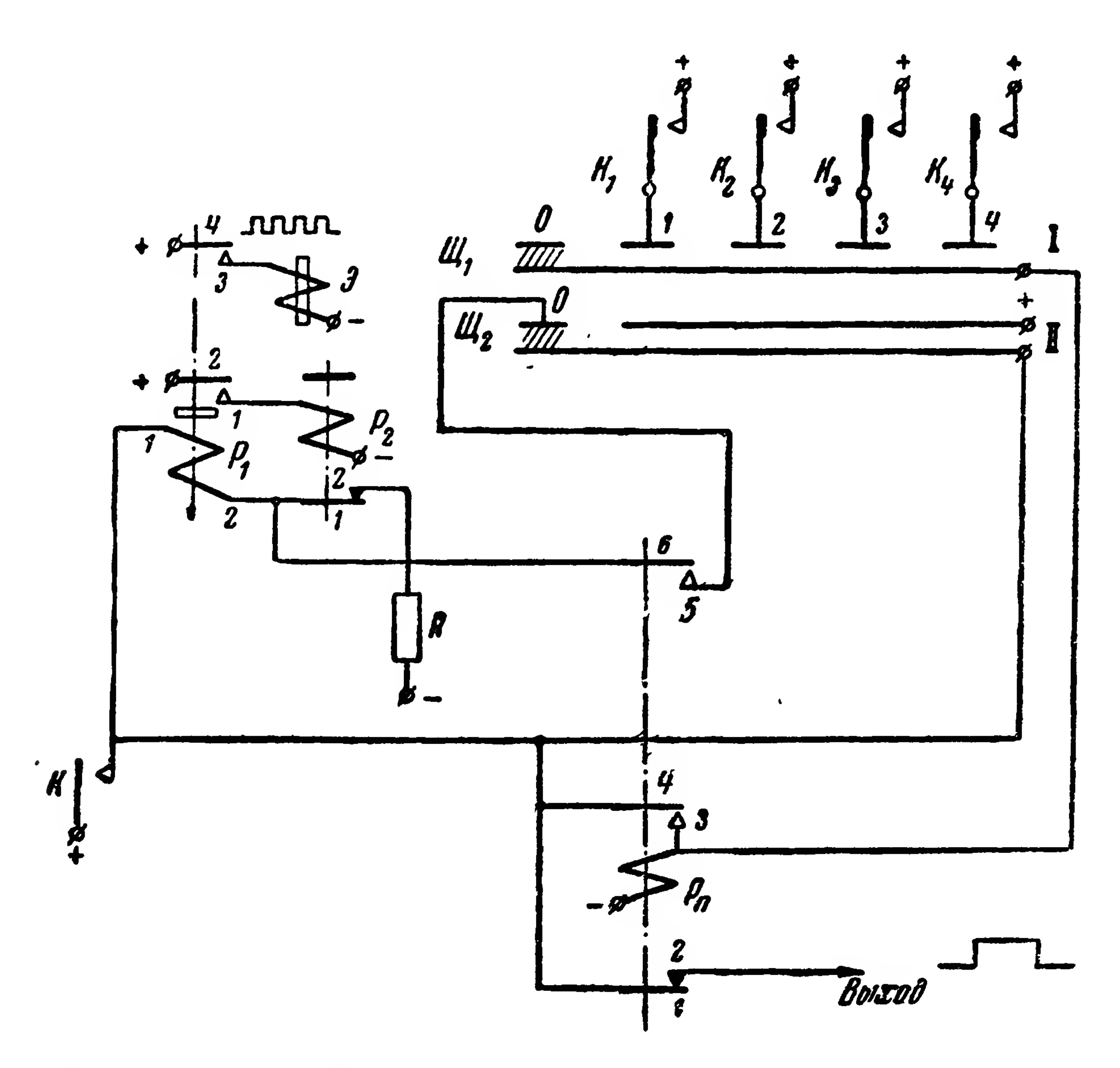


Рис. 11-43. Пример схемы шифратора длительности импульсов с преобразованием числа импульсов в длительность.

ной цепи «плюс» источника питания помимо контактов *К*.

Допустим, что предварительно были замкнуты контакты $К_3$; тогда после третьего шага распределителя, т. е. с переходом щетки $Щ_1$ на ламель *3*, получает питание обмотка $P_п$. Реле $P_п$ срабатывает и производит следующее: 1) размыкает свои контакты *1*, *2*; тем самым заканчивается импульс напряжения в выходной цепи *В*; 2) замыкает контакты *3*, *4*, благодаря чему реле $P_п$ самоблокируется; 3) замыкает контакты *5*, *6*, подготавливая цепь шунтирования реле P_1.

Генератор импульсов продолжает работать и обеспечивает дальнейшее перемещение щеток распределителя. При этом, однако, состояние других элементов не меняется.

С возвратом щеток на ламели *0* работа генератора импульсов прекращается. Если к моменту возврата распределителя в исходное положение контакты *К* разомкнуты, то с переходом щетки $Щ_2$ на ламель *0* генератор импульсов и реле $Р_п$ теряют питание. Вследствие этого оно отпускает и схема приходит в исходное состояние.

Если же при переходе щетки $Щ_2$ на ламель *0* контакты *К* еще замкнуты, то реле $Р_п$ остается в рабочем положении, а обмотка реле $Р_1$ шунтируется по цепи: конец *1* обмотки $Р_1$—$Щ_2$ — ламель *0* ряда *II* — контакты *5*, *6* реле $Р_п$ — конец *2* обмотки $Р_1$. В этом случае схема приходит в исходное положение с размыканием контактов $К_1$.

11-7. Дешифраторы и шифраторы соотношения длительностей посылок

а) Дешифраторы соотношения длительностей посылок

Соотношение длительностей посылок редко применяется для целей селекции сигналов и чаще для различения.

Контроль дискретных значений соотношения длительностей посылок обычно производится путем предваритель-

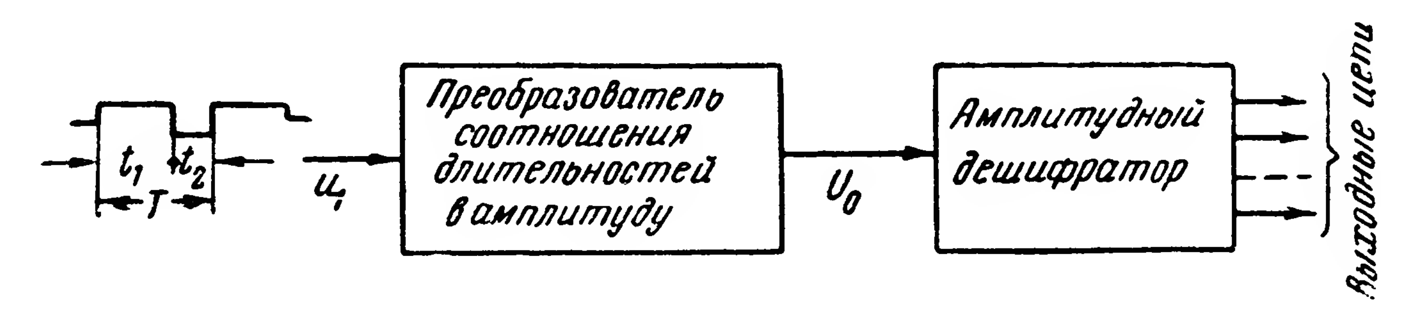


Рис. 11-44. Блок-схема дешифратора соотношения длительностей посылок.

ного преобразования соотношения длительностей в амплитуду (рис. 11-44). При этом обычно сигнал сообщения предварительно преобразуется таким образом, что его посылки, поступающие на вход дешифратора, разделяются по полярности.

В таком случае необходимое преобразование соотношения длительностей в амплитуду может быть выполнено путем выделения постоянной составляющей (среднего значения) напряжения или тока сигнала. Действительно, если двухполярные токовые посылки имеют прямоугольную

форму (рис. 11-45) и амплитуду напряжения U_1, то среднее значение напряжения

$$U_0 = U_1 \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2},$$

где t_1 и t_2 — длительность посылок с положительной и отрицательной полярностями.

Последнее равенство может быть также записано в виде

$$U_0 = U_1 p,$$

где $p = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{\frac{t_1}{t_2} - 1}{\frac{t_1}{t_2} + 1}$ — коэффициент, значение которого определяется лишь соотношением длительностей посылок.

Если периодическую последовательность двухполярных токовых посылок u_1 (рис. 11-45) разложить по обычным правилам в ряд Фурье, то получаем следующее выражение:

$$u_1 = U_0 + U_{1m} \sin(\Omega t + \varphi_1) + U_{2m} \sin(2\Omega t + \varphi_2) + \dots,$$

где $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ — круговая частота;

U_{1m}, $U_{2m}\dots$ — амплитуды колебаний 1-й, 2-й... гармоник.

Из последнего соотношения следует, что преобразование соотношения длительностей в амплитуду может выполнять устройство, не пропускающее колебаний с частотами $\omega \geqslant \Omega$. Такую задачу выполняет фильтр нижних частот (см. гл. 14).

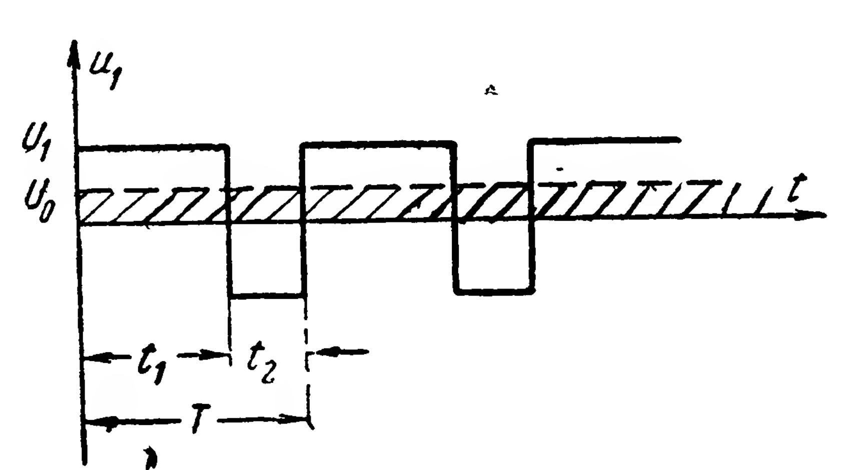


Рис. 11-45. Графики изменений во времени напряжений на входе и выходе преобразователя соотношения длительностей посылок в амплитуду при использовании двухполярных импульсов на входе.

Необходимое для получения двухполярных посылок предварительное преобразование признака, определяющего разделение посылок сигнала сообщения, может быть выполнено различными устройствами.

При амплитудном разделении это преобразование может быть произведено с помощью реле любого типа или схемы суммирования.

На рис. 11-46 показан пример схемы преобразователя с электромагнитным реле.

При отсутствии напряжения на обмотке реле ($u_1=0$) реле P находится в положении покоя, контакты *1*, *2* замкнуты и напряжение на выходе отрицательно ($u'_1<0$). При подаче на вход импульса напряжения u_1 реле P срабатывает, замыкаются контакты *1*, *3* и $u'_1>0$.

В схеме суммирования (рис. 11-47) параметры выбираются таким образом, что при $u_1=0$ напряжение на выходе

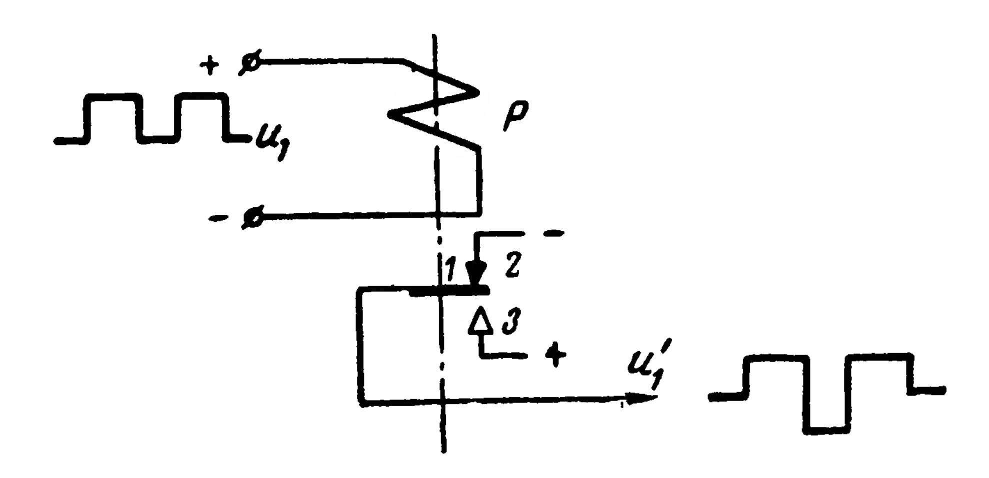


Рис. 11-46. Схема преобразователя амплитудного разделения посылок в полярное с электромагнитным реле.

$u'_1<0$, а при некотором значении напряжения $u_1>0$ знак напряжения на выходе изменяется, т. е. $u'_1>0$.

При малой длительности посылок сопротивление R_1 может быть заменено разделительным конденсатором.

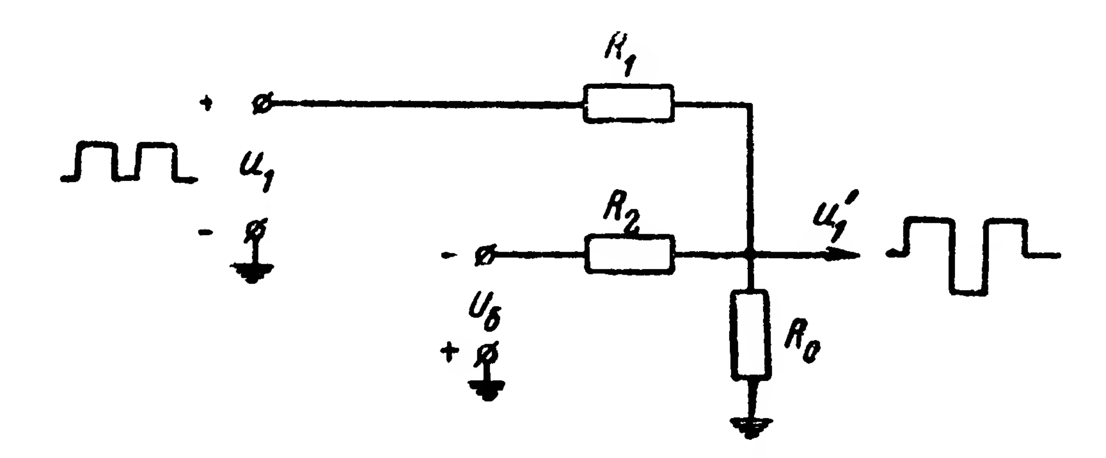


Рис. 11-47. Схема преобразователя амплитудного разделения посылок в полярное с пассивными суммирующими цепями.

На рис. 11-48 приведена схема преобразования частотного разделения посылок в полярное. В данной схеме используются частотный дешифратор и поляризованное реле $P_п$.

Частотный дешифратор (см. гл. 15) работает таким образом, что когда частота посылки равна F_1, ток i_1 в об-

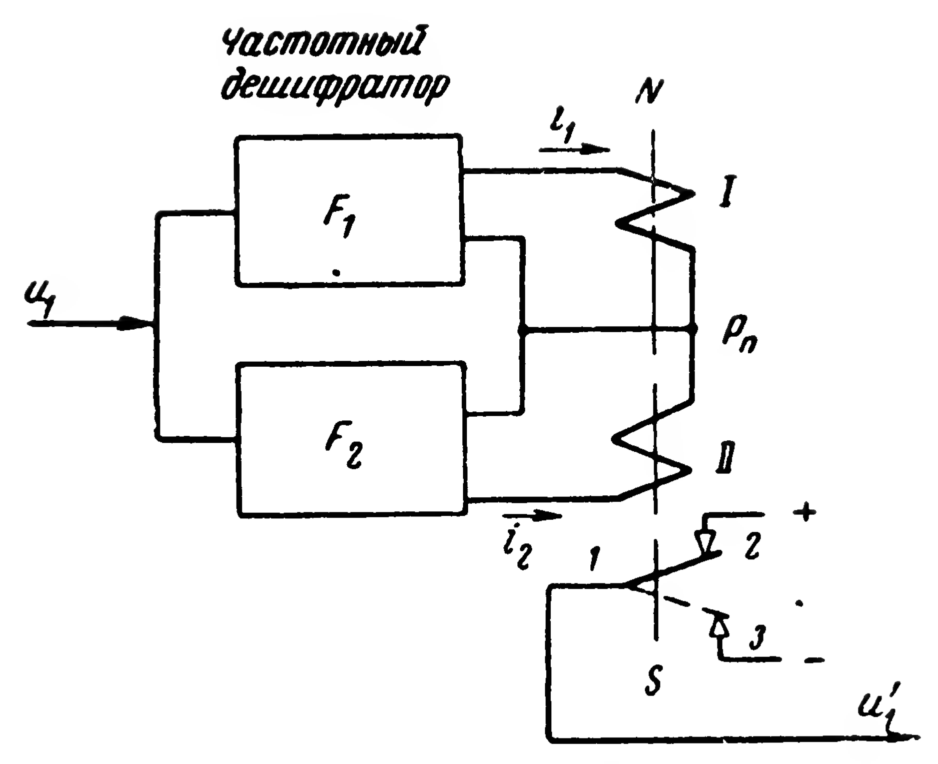


Рис. 11-48. Схема преобразователя частотного разделения посылок в полярное.

мотке *I* реле $P_п$ велик, а ток i_2 в обмотке *II* мал. При этом реле $P_п$ замыкает контакты *1*, *2* и напряжение на выходе $u_1' > 0$. Если же частота посылки равна F_2, то ток i_2 велик, а i_1 мал; реле замыкает контакты *1*, *3*, и $u_1' < 0$.

б) Шифраторы соотношения длительностей посылок

В качестве шифратора соотношения длительностей посылок может использоваться любой шифратор-преобразователь длительности посылок. При подаче на такой шифратор периодической последовательности импульсов с постоянным периодом следования T изменение длительности импульсов t_1, формируемых на выходе шифратора, обусловит также необходимое изменение соотношения длительностей импульсов t_1 и пауз $t_2 = T - t_1$.

Кроме того, возможно использование также специальных схем и устройств, которые применяются в модуляторах соотношения длительностей посылок для решения задач различения сигналов [Л. 4].

Глава двенадцатая

ДЕШИФРАТОРЫ И ШИФРАТОРЫ ФАЗ ПОСЫЛОК

12-1. Фазовые признаки посылок и их преобразования

а) Фазовые признаки посылок

Фазовыми признаками характеризуются посылки сигнала, представляющие собой синусоидальные колебания или периодическую последовательность импульсов.

Фаза синусоидальных колебаний или периодической последовательности импульсов определяется по отношению к некоторому опорному периодическому процессу. Способы отсчета фазы посылок пояснены в § 2-1,б.

Синусоидальные колебания могут быть преобразованы в периодическую последовательность однополярных импульсов с периодом следования, равным периоду этих колебаний. В соответствии с этим фаза синусоидальных колебаний может быть преобразована в фазу периодической последовательности однополярных импульсов.

Возможно также выполнение и обратного преобразования.

б) Преобразование синусоидальных колебаний в периодическую последовательность импульсов

Данное преобразование может быть выполнено с помощью усиления и двустороннего ограничения амплитуды. Если напряжение u_1 на входе данного усилителя-ограничителя (рис. 12-1,*а*) синусоидально, то при достаточно большом усилении и низком уровне ограничения импульсы напряжения u_{12} на его выходе будут близки к прямоугольным (рис. 12-1,*б*).

Для повышения крутизны фронтов импульсов в ряде случаев используют два каскада усиления и ограничения. Длительность импульсов, получаемых на выходе усилителя и двустороннего ограничителя, равна $\frac{T}{2}$ (половине периода).

Для получения импульсов с заданной длительностью напряжение u_{12} может быть подано на тот или иной элемент формирования. Для случая, показанного на рис. 12-1,*а*, это напряжение подается на дифференцирующую *RC*-цепь и ограничитель по минимуму. В результате образуется периодическая последовательность кратковременных однополярных импульсов u_2 (рис. 12-1,*б*).

Для получения импульсов с заданной длительностью и большой крутизной фронтов может быть использована также схема на рис. 12-1,*в*. В этой схеме напряжение u_{12} с выхода усилителя подается на различитель полярности

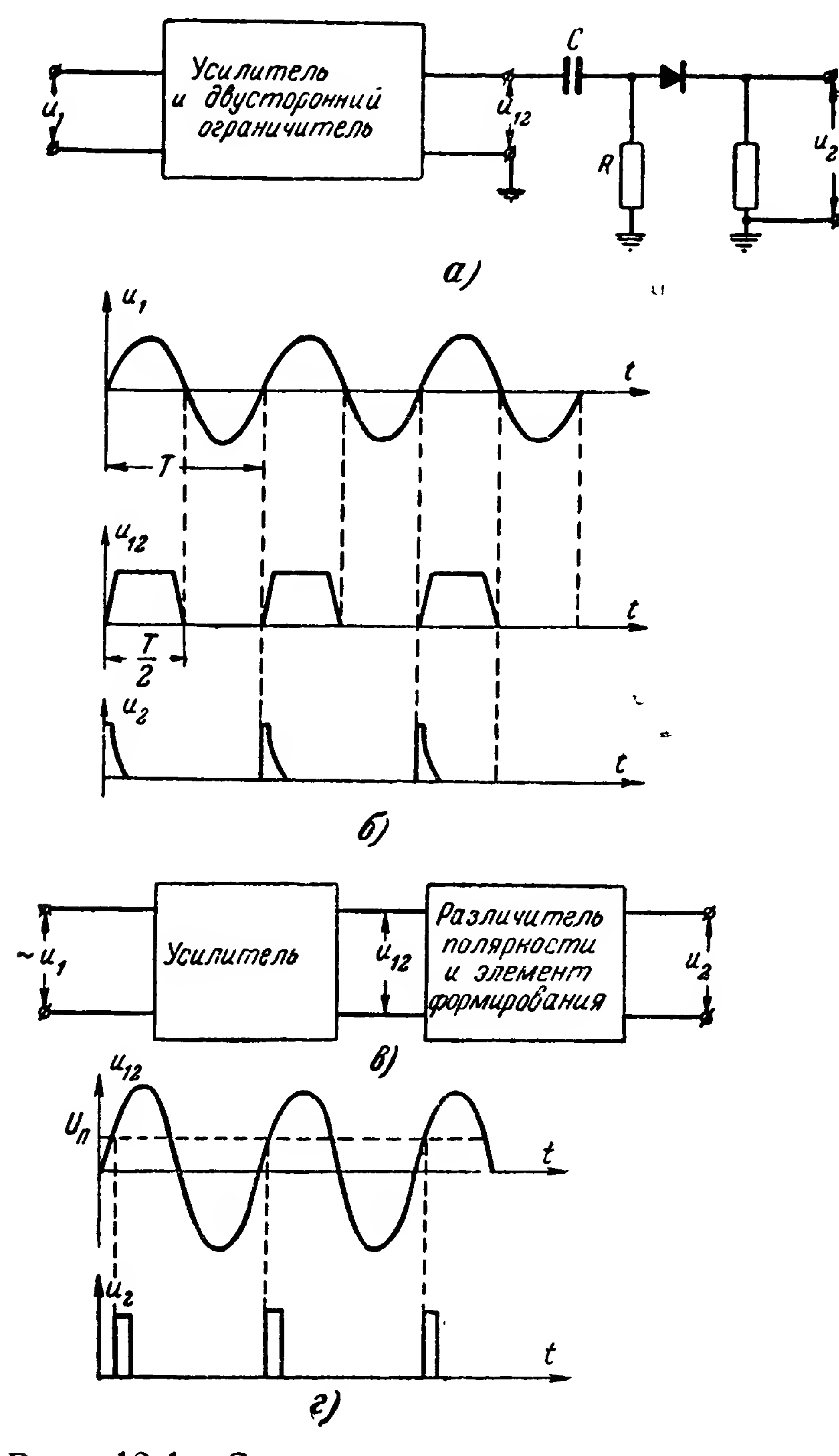


Рис. 12-1. Схемы преобразования синусоидальных колебаний в периодическую последовательность импульсов и временные графики их работы.

и элемент формирования. На выходе последнего формируется периодическая последовательность импульсов u_2 (рис. 12-1,*г*) с требуемыми формой и длительностью.

Задачу различения полярности и формирования импульсов могут выполнять различного рода реле, одновибрато-

ры, регенеративные схемы и другие элементы (см. гл. 6 и 9).

Из рис. 12-1,*г* видно, что момент образования импульса u_2 на выходе схемы соответствует моменту прохождения напряжением u_{12} некоторого значения $u_п$, которое определяется напряжением и временем срабатывания (или запуска) различителя полярности.

Изменение фазы синусоидального напряжения будет вызывать соответствующее смещение во времени однополярных импульсов, т. е. изменение фазы формируемой периодической последовательности импульсов.

Некоторое изменение фазы импульсов u_2 будет иметь место и при изменении амплитуды синусоидальных колебаний или напряжения $u_п$, или времени срабатывания различителя. Для уменьшения влияния нестабильности амплитуды синусоидальных колебаний, напряжения $u_п$ и времени срабатывания различителя на фазу формируемой периодической последовательности импульсов необходимо, чтобы эти параметры различителя были по возможности малыми, а предварительное усиление напряжения u_1 достаточно велико. Такими свойствами обладают, например, регенеративные схемы. Пример регенеративной схемы приведен на рис. 12-2,*а*.

В схеме используются диод *Д* и регенеративный усилитель,собранный на триоде *Л*. Когда напряжение u_{11}, действующее в катодной цепи диода *Д*, положительно, диод заперт, напряжение на сетке триода равно нулю и он отперт по анодному току $i_а$. С изменением знака напряжения u_{11}, т. е. при $u_{11}<0$, диод *Д* отпирается; при этом в цепи сопротивления $R_с$ и диода *Д* начинает протекать ток $i_с$ в направлении, показанном стрелкой. В результате напряжение на сетке триода становится меньше нуля и его анодный ток $i_а$ уменьшается.

Положительная обратная связь образуется трансформатором $Тр_2$. Обмотки его включены таким образом, что при уменьшении анодного тока напряжение $u_{о.с}$ имеет отрицательное значение. Действуя в том же направлении, что и напряжение u_{11}, напряжение $u_{о.с}$ вызывает увеличение тока $i_с$, что в свою очередь вызывает уменьшение $i_а$ и дальнейшее возрастание $u_{о.с}$.

Таким образом, возникает регенеративный процесс, в результате которого триод быстро запирается по анодному

току. С запиранием триода протекание тока i_c обеспечивается напряжением u_{11} и э. д. с. самоиндукции, действующими в индуктивностях катодной цепи диода *Д*.

Когда напряжение u_{11} вновь становится положительным диод начинает запираться; ток i_c при этом уменьшается

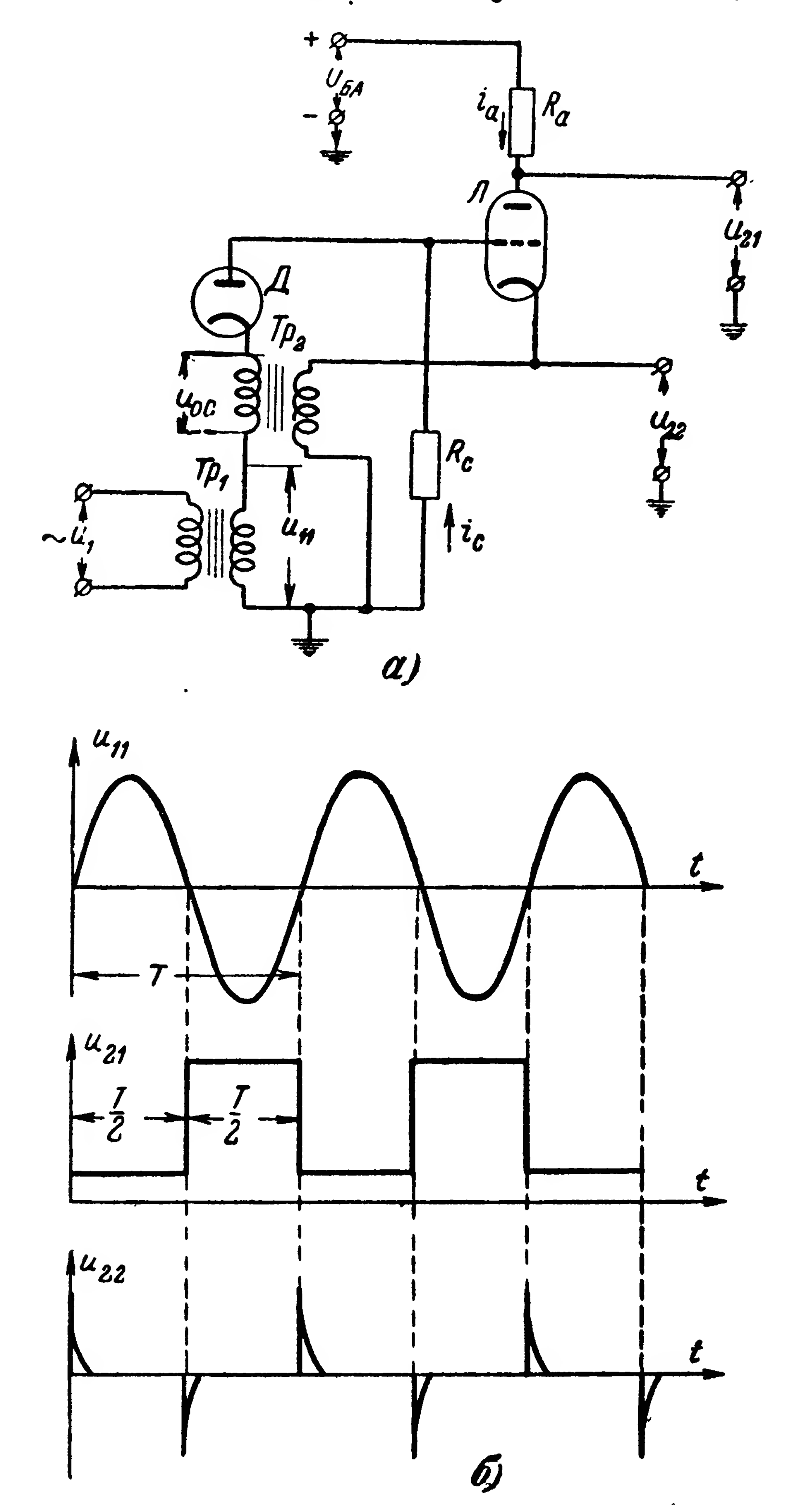


Рис. 12-2.

а — регенеративная схема преобразования синусоидальных колебаний в последовательность однополярных и двухполярных импульсов; *б* — временные графики работы этой схемы.

С уменьшением тока i_c триод *Л* начинает отпираться. С началом отпирания триода *Л* возникает регенеративный процесс, ускоряющий процесс полного запирания диода *Д* и отпирания триода *Л* по анодному току.

Таким образом, регенеративная схема реагирует на полярность напряжения u_{11} и имеет высокую чувствительность, т. е. состояние ее изменяется при весьма малых абсолютных значениях u_{11}.

При отпирании и запирании триода *Л* между его анодом и общей точкой формируется периодическая последовательность однополярных импульсов u_{21} (рис. 12-2,*б*) с длительностью $\frac{T}{2}$, а на катоде чередование кратковременных импульсов u_{22} разных полярностей. Последние образуются в момент лавинообразных процессов отпирания и запирания триода *Л*.

в) Преобразование периодической последовательности однополярных импульсов в синусоидальные колебания

Если периодическую последовательность однополярных импульсов сигнала $u_{сиг}$, изображенную на рис. 12-3, разложить по обычным правилам в ряд Фурье, то получим [Л. 71]:

$$u_{сиг}=A\frac{\tau}{T}+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2A}{n\pi}\sin\frac{\Omega\tau}{2}\cos n\Omega\left[t-\left(\Delta t+\frac{\tau}{2}\right)\right], \quad (12\text{-}1)$$

где A — амплитуда импульсов;

τ — длительность импульсов;

T — период;

$\Omega=\frac{2\pi}{T}$ — угловая частота;

Δt — фаза импульсов, измеряемая временны́м интервалом между тактовой точкой p и началом импульса; в угловых единицах фаза импульса равна $\varphi_{сиг}=\Omega\Delta t$.

Из уравнения (12-1) следует, что периодическая последовательность однополярных импульсов вида рис. 12-3 содержит постоянную составляющую и синусоидальные колебания с частотами Ω, 2Ω, 3Ω и т. д.

Если такую последовательность импульсов подать на вход фильтра (см. гл. 14), пропускающего колебания с частотой Ω и не пропускающего постоянную составляющую

и колебания с частотами $\omega \geqslant 2\Omega$ (рис. 12-4), то на выходе этого фильтра образуется напряжение $u_{\text{сиг}2}$, равное

$$u_{\text{сиг}2} = U_{\text{сиг}2} \cos \left[\Omega t - \Omega \left(\Delta t + \frac{\tau}{2} \right) + \varphi_{\text{п}} \right], \qquad (12\text{-}2)$$

где $U_{\text{сиг}2}$ — амплитуда колебаний на выходе фильтра;

$\varphi_{\text{п}}$ — фазовый угол, определяемый параметрами фильтра (преобразователя).

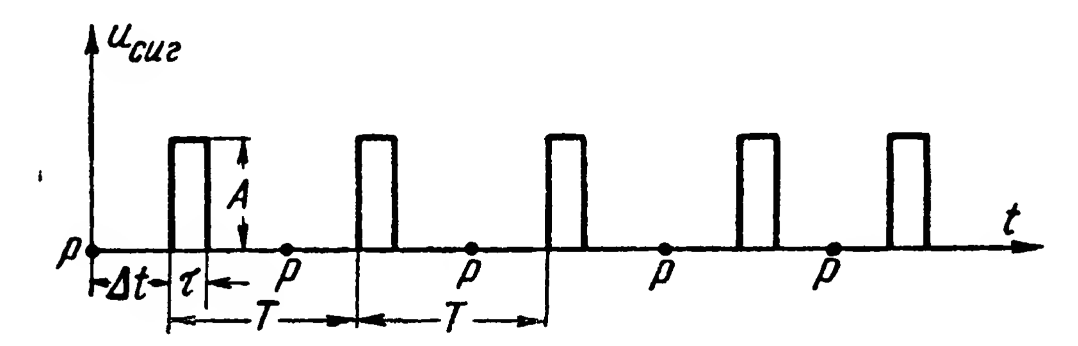


Рис. 12-3. График изменения во времени напряжения периодической последовательности однополярных импульсов.

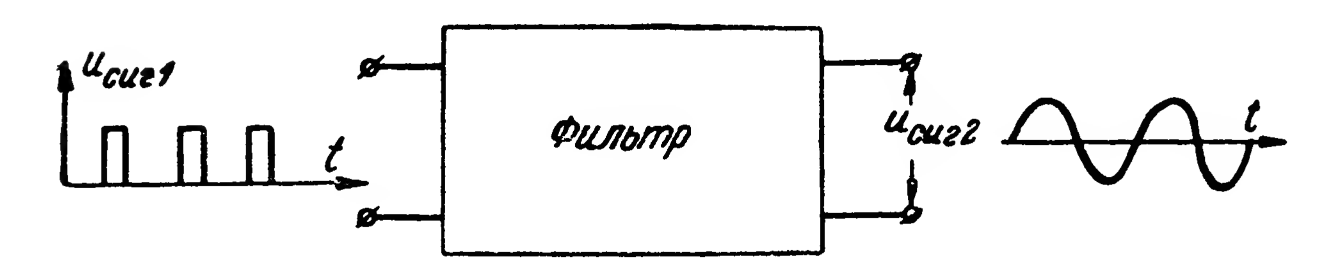


Рис. 12-4. Схема преобразования периодической последовательности однополярных импульсов в синусоидальные колебания.

При этом

$$U_{\text{сиг}2} = K \frac{2A}{\pi} \sin \frac{\Omega \tau}{2}, \qquad (12\text{-}3)$$

где K — коэффициент передачи фильтра.

Равенство (12-2) может быть записано в виде

$$u_{\text{сиг}2} = U_{\text{сиг}2} \sin (\Omega t + \psi_{\text{сиг}}),$$

где $\psi_{\text{сиг}} = \frac{\pi}{2} + \varphi_{\text{п}} - \frac{\Omega \tau}{2} - \Omega \Delta t$ — начальная фаза колебаний на выходе фильтра.

Возьмем в качестве опорных колебания вида

$$u_{\text{оп}} = U_{\text{оп}} \sin (\Omega t + \psi_{\text{оп}}),$$

где $U_{\text{оп}}$ — амплитуда опорных колебаний;

$\psi_{\text{оп}}$ — начальная фаза опорных колебаний.

Примем, что

$$\psi_{оп} = \frac{\pi}{2} + \varphi_п - \Omega\frac{\tau}{2};$$

тогда

$$\psi_{оп} - \psi_{сиг} = \Omega\Delta t = \varphi_{сиг},$$

т. е. разность начальных фаз опорных колебаний и синусоидальных колебаний, получаемых путем преобразования сигнала, равна фазе приложенной последовательности импульсов сигнала.

Установка необходимого значения начальной фазы опорных колебаний может производиться с помощью того или иного фазирующего устройства (см. § 12-3).

Из выражения (12-3) следует, что амплитуда колебаний преобразованного сигнала на выходе фильтра будет максимальной, если $\frac{\Omega\tau}{2} = \frac{\pi}{2}$. Подставляя в данное равенство значение $\Omega = \frac{2\pi}{T}$, условие максимума $U_{сиг2}$ получим в виде $\tau = \frac{T}{2}$.

Это означает, что для получения максимальной амплитуды колебаний на выходе фильтра целесообразно предварительно преобразовать длительность импульсов сигнала так, чтобы она была равна половине периода. Такое преобразование может быть выполнено, например, с помощью одновибраторов (см. § 6-4 и 11-6,в).

Таким образом, преобразователь периодической последовательности импульсов в синусоидальные колебания может содержать элемент преобразования длительности импульсов и фильтр частоты их следования.

12-2. Дешифраторы фаз посылок

а) Составные части

Контроль значения фазы посылок сигнала сообщения обычно производится путем предварительного преобразования синусоидальных колебаний или периодической последовательности импульсов в постоянное напряжение (ток), величина или полярность которого зависит от значения фазы контролируемой посылки.

Устройство, выполняющее данное преобразование, называется фазовым демодулятором, детектором или дискриминатором.

При использовании такого преобразования дешифратор фазы посылок состоит из фазового демодулятора и дешифратора амплитуды или полярности (рис. 12-5).

Когда контролируется лишь полярность напряжения на выходе демодулятора, фазовый дешифратор может иметь

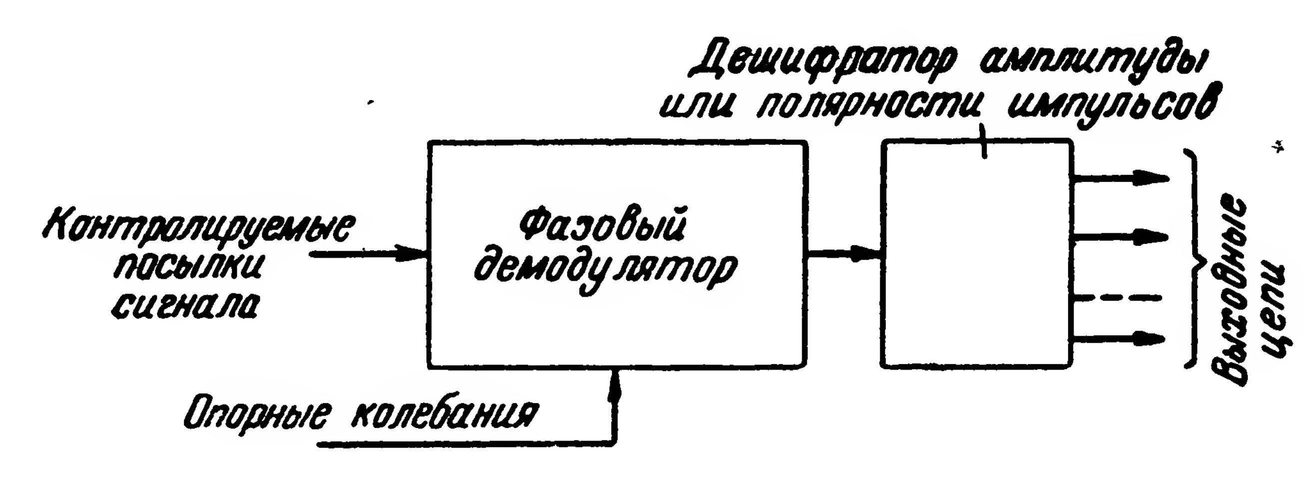


Рис. 12-5. Блок-схема дешифратора фазы посылок.

лишь два рабочих значения фазы посылок сигнала сообщения.

Для того чтобы демодулятор выполнил необходимое преобразование фазы в амплитуду или полярность, к нему подводятся контролируемый сигнал сообщения и опорные колебания. Как указано в § 2-1,б, опорные колебания либо передаются по отдельному каналу связи или сообщения, либо создаются специальным генератором в декодирующем устройстве. В последнем случае для стабилизации частоты (периода) колебаний опорного генератора по каналу связи передаются специальные синфазирующие сигналы.

Так как дешифраторы амплитуд импульсов обычно обеспечивают невысокую точность контроля амплитуды, то при использовании фазы посылок в целях селекции или разделения посылок число рабочих значений фазы выбирается небольшим. Часто, например, используются лишь два рабочих значения фазы, различающихся на π.

б) Вектормерные фазовые демодуляторы

В демодуляторах данного типа производится суммирование векторов напряжения или тока, или н. с. контролируемой посылки сигнала и вектора соответствующего параметра опорных колебаний. При изменении фазы контролируемой посылки изменяется амплитуда результирующего

вектора, что и определяет изменение напряжения или тока на выходе демодулятора.

В соответствии с принципом действия эти демодуляторы называются векторомерными.

Схемы демодуляторов могут быть асимметричными и симметричными.

На рис. 12-6 приведена асимметричная схема демодулятора с диодом. В данном случае в цепь диода подаются контролируемое напряжение $u_{сиг}$ и опорное $u_{оп}$ той же частоты, что и контролируемое. Напряжение $u_{пр}$ на выходе детектора определяется, очевидно, амплитудой напряжения

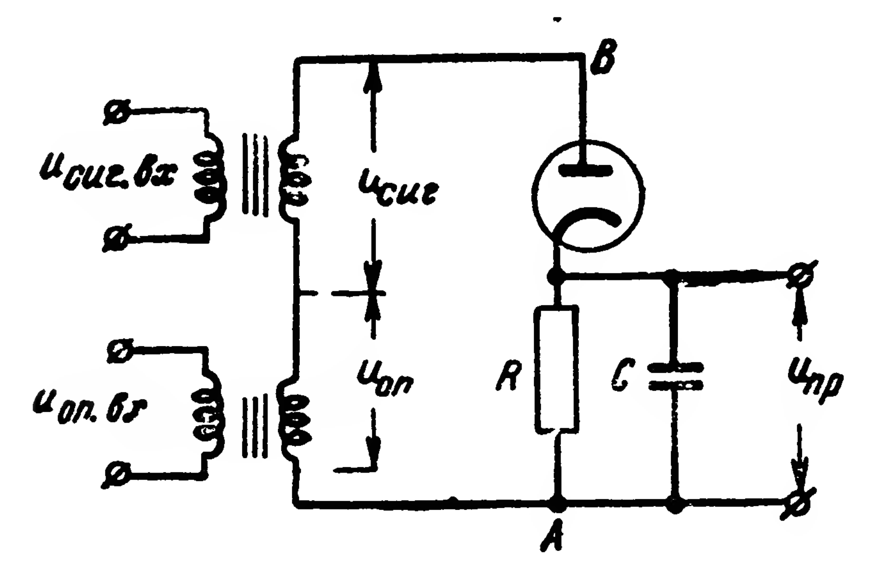


Рис. 12-6. Асимметричная схема векторомерного фазового демодулятора с диодом.

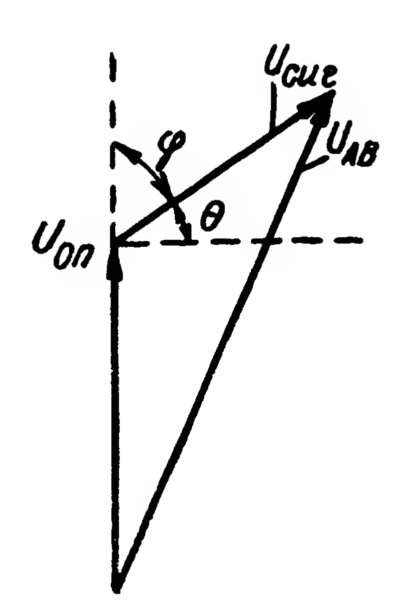


Рис. 12-7. Векторная диаграмма напряжений сигнала и опорных колебаний, действующих в цепи диода на рис. 12-6.

на диоде u_{AB}, а последняя в свою очередь может быть найдена как геометрическая сумма напряжений $\dot{U}_{сиг}$ и $\dot{U}_{оп}$ (рис. 12-7).

Из рис. 12-7 непосредственно имеем:

$$U_{AB}=\sqrt{U^2_{сиг}+U^2_{оп}+2U_{сиг}U_{оп}\cos\varphi}, \qquad (12\text{-}4)$$

где φ — фаза контролируемого синусоидального напряжения $U_{сиг}$, определяемая относительно опорного напряжения $U_{оп}$.

Если детектор обеспечивает линейное детектирование, то

$$u_{пр}=K_д U_{AB}, \qquad (12\text{-}5)$$

где $K_д$ — коэффициент передачи детектора, вычисляемый обычным путем [Л. 70]

График зависимости $u_{пр} = f(\varphi)$, приведенный на рис. 12-8, представляет собой преобразующую функцию рассматриваемого демодулятора. Как видно, эта функция многозначна и имеет период 2π. Следовательно, фаза синусоидального импульса может быть однозначно проконтролирована лишь при изменении ее в пределах от 0 до π. Если же фаза изменяется в бóльших пределах, то каждому данному значению $u_{пр}$ соответствует множество значений фазы,

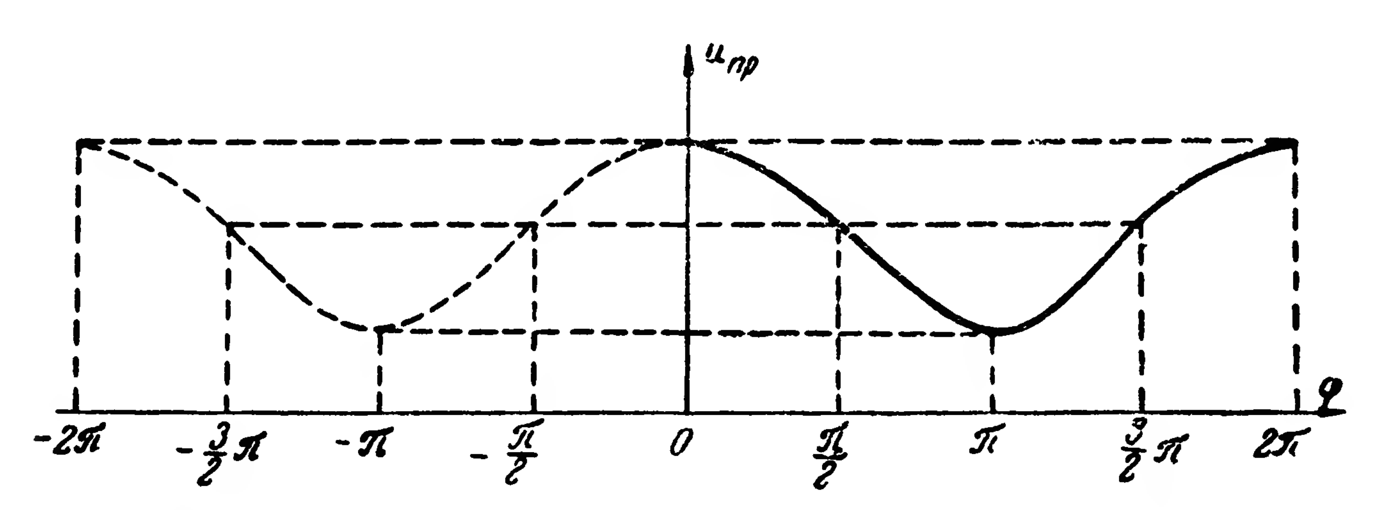


Рис. 12-8. Зависимость напряжения на выходе демодулятора по схеме на рис. 12-6 от фазы контролируемой посылки сигнала.

различающихся между собой на $n\pi$, где n — любое целое число.

Это обстоятельство не является случайным и непосредственно вытекает из самого понятия о фазе синусоидальных колебаний или периодической последовательности импульсов.

Крутизна преобразования при малых изменениях φ может быть найдена из выражений (12-4) и (12-5).

$$S_{пр} = \frac{du_{пр}}{d\varphi} = K_{д} \frac{-U_{сиг} U_{оп} \sin \varphi}{\sqrt{U_{оп}^2 + U_{сиг}^2 + 2U_{оп} U_{сиг} \cos \varphi}}. \qquad (12\text{-}6)$$

Из последнего равенства следует что абсолютное значение крутизны преобразования $|S_{пр}|$ мало при φ, близких к нулю, и имеет максимальное значение при φ, близких к $\pm\frac{\pi}{2}$.

По этой причине фазу контролируемого напряжения целесообразно отсчитывать не по углу φ, а по углу $\theta = \frac{\pi}{2} - \varphi$.

Так как начальная фаза опорного напряжения может быть установлена любой, то и угол φ, характеризующий фазу контролируемого напряжения, может быть заменен углом θ. Это означает, что если контролируемое напряжение характери-

зуется некоторым углом θ (рис. 12-9), то фазу опорного напряжения целесообразно сдвинуть на угол $+\frac{\pi}{2}$ или $-\frac{\pi}{2}$ относительно начала отсчета фазы напряжения $U_{\text{сиг}}$.

График преобразующей функции

$$u_{\text{пр}} = f(\theta)$$

изображен на рис. 12-10. Как видно, в этом случае при изменении угла θ от нуля в сторону положительных или

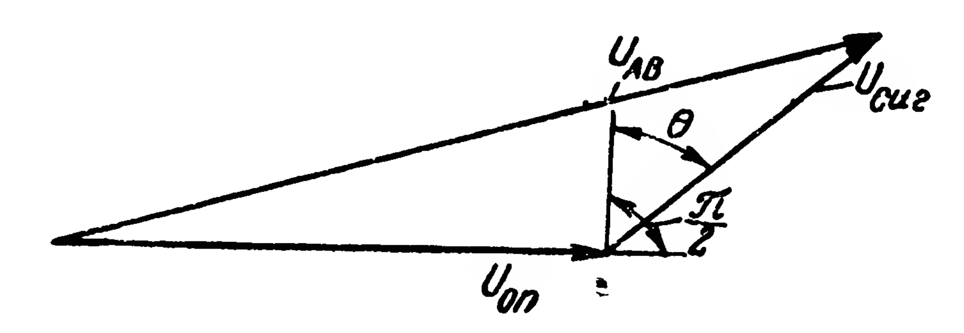


Рис. 12-9. Векторная диаграмма напряжений сигнала и опорных колебаний при отсчете фазы по углу θ.

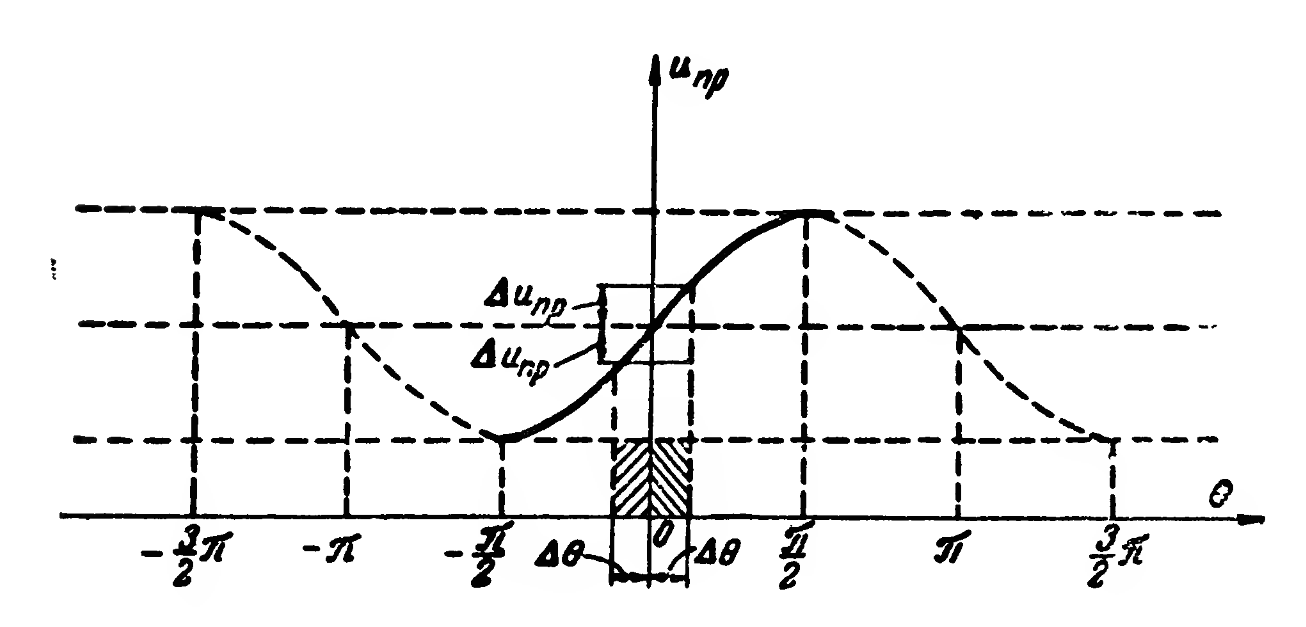


Рис. 12-10. График преобразующей функции демодулятора по схеме на рис. 12-6 при отсчете фазы по углу θ.

отрицательных значений напряжение $u_{\text{пр}}$ начнет принимать те же значения через угол, равный $\pm\frac{\pi}{2}$.

Таким образом, однозначный контроль значения фазы θ возможен лишь при изменении ее в пределах $\theta = -\frac{\pi}{2} \div +\frac{\pi}{2}$. Из уравнения (12-6) видно, что крутизна преобразования в равной мере зависит от значений $U_{\text{сиг}}$ и $U_{\text{оп}}$ и увеличивается с увеличением последних. Однако с увеличением значений $U_{\text{оп}}$ и $U_{\text{сиг}}$ увеличивается влияние

нестабильности амплитуды этих напряжений. Действительно, при больших значениях $U_{оп}$ или $U_{сиг}$ увеличивается абсолютное изменение их вследствие нестабильности и, следовательно, увеличивается изменение напряжения на выходе преобразователя ($u_{пр}$), что может быть ложно воспринято как изменение фазы φ или θ.

Основными недостатками асимметричных демодуляторов являются малая крутизна преобразования, а также то обстоятельство, что при всех значениях контролируемой

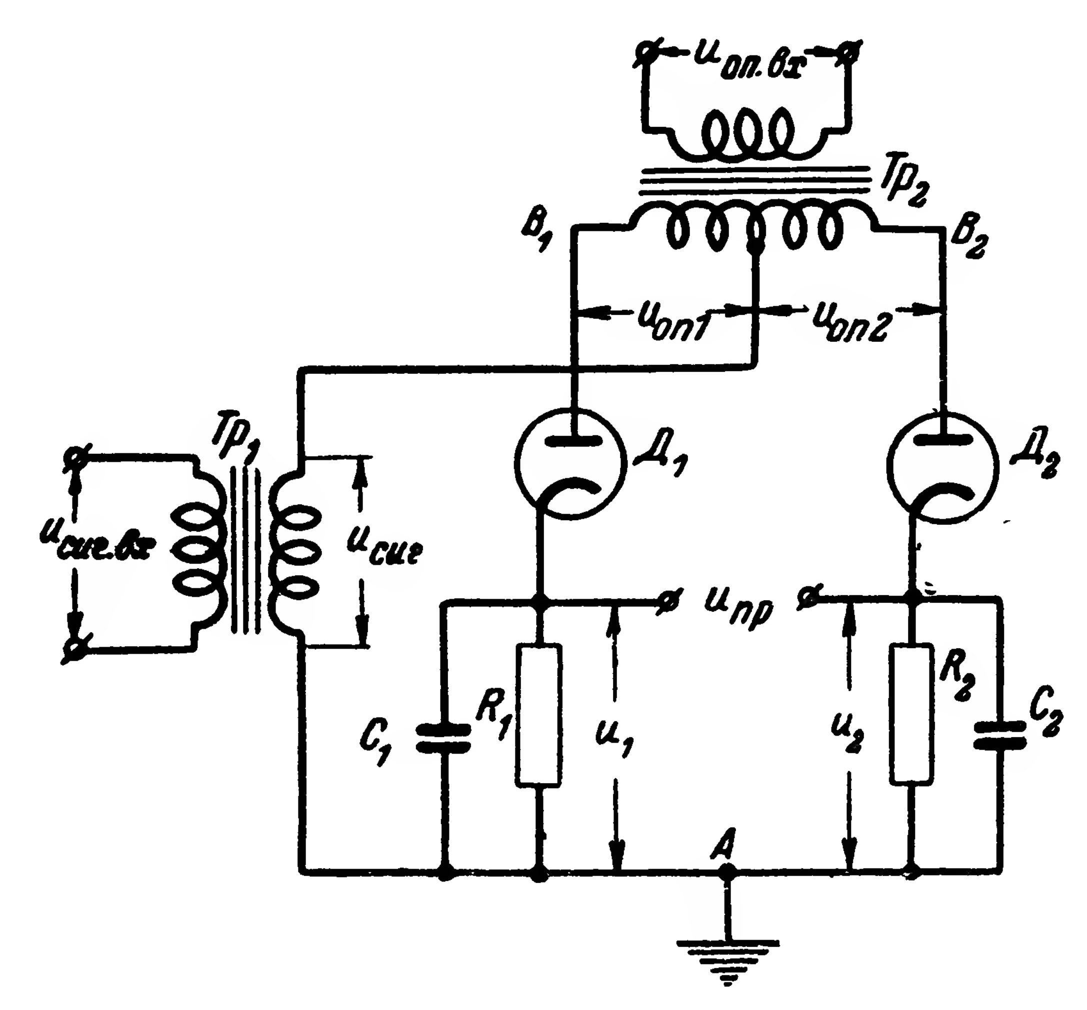


Рис. 12-11. Симметричная схема вектороомерного фазового демодулятора с диодами.

фазы θ напряжение на выходе демодулятора не равно нулю. Эти недостатки в значительной мере устраняются в симметричных схемах демодуляторов.

На рис. 12-11 приведена симметричная схема демодулятора с диодами. Очевидно, что такая же схема может быть собрана и с твердыми выпрямителями (купроксными, селеновыми или германиевыми).

Работа симметричного демодулятора поясняется векторными диаграммами на рис. 12-12 и графиками на рис. 12-13. Опорные напряжения $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$ во вторичной обмотке трансформатора $Тр_2$ действуют в анодных цепях диодов $Д_1$ и $Д_2$ в противофазе, а контролируемое напряжение $U_{сиг}$ в одной и той же фазе. На рис. 12-12,*а* приведена векторная диа-

грамма для случая $\theta=0$. При этом опорное напряжение $U_{оп1}$ сдвинуто по фазе относительно $U_{сиг}$ на угол $\frac{\pi}{2}$, а опорное напряжение $U_{оп2}$ на угол $-\frac{\pi}{2}$.

Амплитуды напряжений на диодах $Д_1$ и $Д_2$ получаются равными:

$$U_{AB1}=U_{AB2},$$

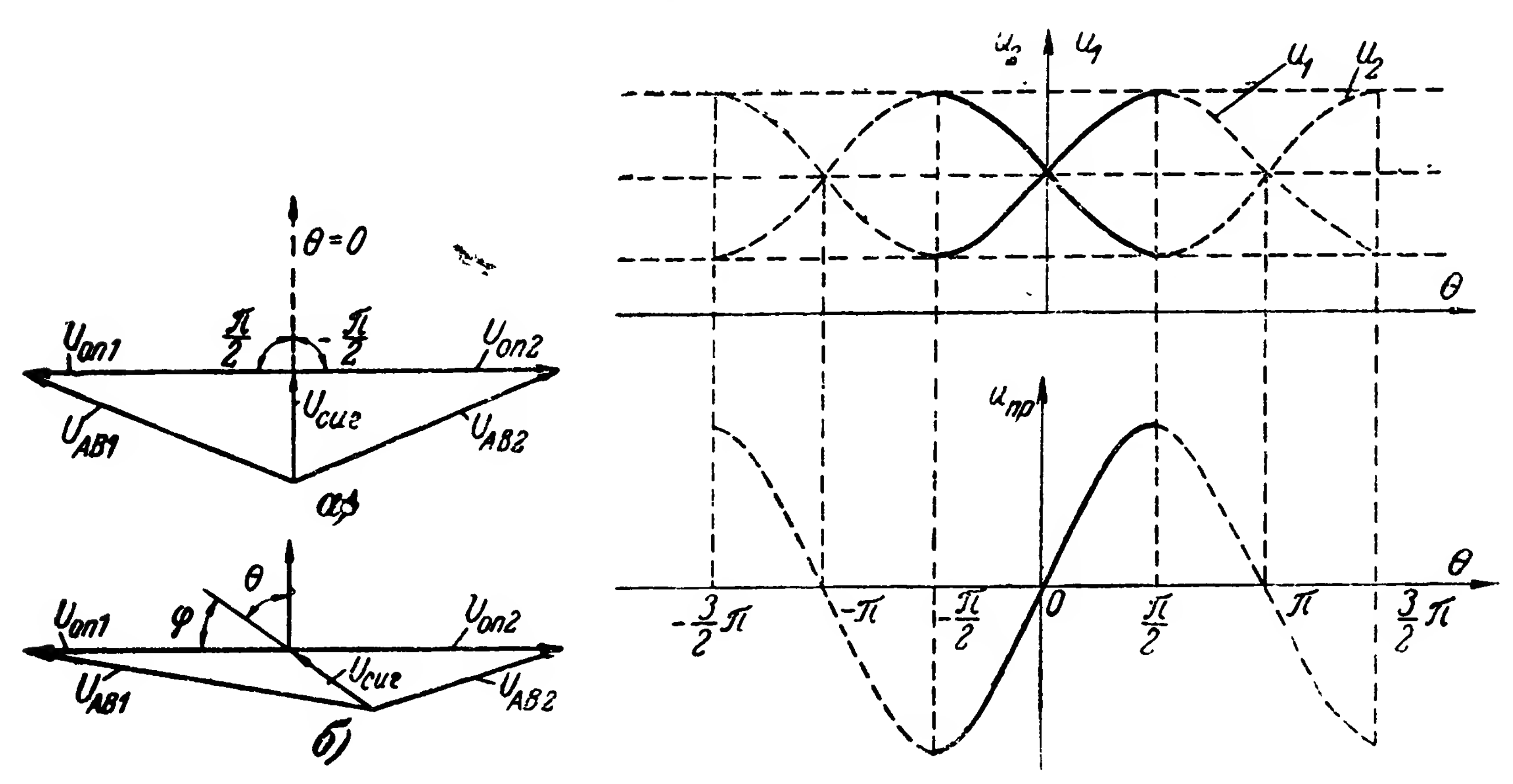


Рис. 12-12. Векторные диаграммы напряжения сигнала и опорных колебаний, действующих в анодных цепях диодов схемы на рис. 12-11.

Рис. 12-13. Графики зависимостей напряжений u_1 и u_2 на катодах диодов и напряжения $u_{пр}$ на выходе демодулятора по схеме на рис. 12-11 от величины фазового угла θ.

в силу чего равными будут и выпрямленные напряжения ($u_1=u_2$), а напряжение на выходе демодулятора

$$u_{пр}=u_1-u_2$$

в этом случае равно нулю.

При изменении фазы контролируемого напряжения $U_{сиг}$ равенство напряжений U_{AB1} и U_{AB2} нарушается, в силу чего появляется напряжение $u_{пр}$ на выходе демодулятора. Так, для примера, показанного на рис. 12-12, *б*, при $\frac{\pi}{2}>\theta>0$ увеличивается напряжение U_{AB1} и уменьшается U_{AB2}. В соответствии с этим $u_1>u_2$, и на выходе демодулятора появляется положительное напряжение $u_{пр}$.

Из приведенного рассмотрения видно, что в симметричной схеме величина опорного напряжения влияет на напряжение на выходе лишь постольку, поскольку практическая схема будет отличаться от идеальной симметричной. Это позволяет увеличить опорное напряжение, подаваемое в цепи диодов, что в свою очередь, как показано выше, обусловливает увеличение крутизны преобразования.

В ряде случаев бывает необходимо обеспечить контроль лишь двух значений фазы: $\varphi = 0$ и $\varphi = \pi$ $\left(\text{фазу } \varphi \text{ отсчитываем по отношению к опорному напряжению, как показано на рис. 12-12, т. е. } \varphi = \frac{\pi}{2} - \theta\right)$. Для обеспечения контроля двух таких значений фазы можно напряжение $u_{пр}$ подключить к дешифратору полярности импульсов или же напряжение u_1, снимаемое с сопротивления R_1 в схеме на рис. 12-11, подключить к одному из амплитудных различителей, а напряжение u_2 — к другому. Из векторных диаграмм на рис. 12-12 и графиков на рис. 12-13 видно, что при $\varphi = 0$ напряжение u_1 принимает максимальное значение, а u_2 — минимальное; при $\varphi = \pi$ u_1 имеет минимальное значение, а u_2 — максимальное.

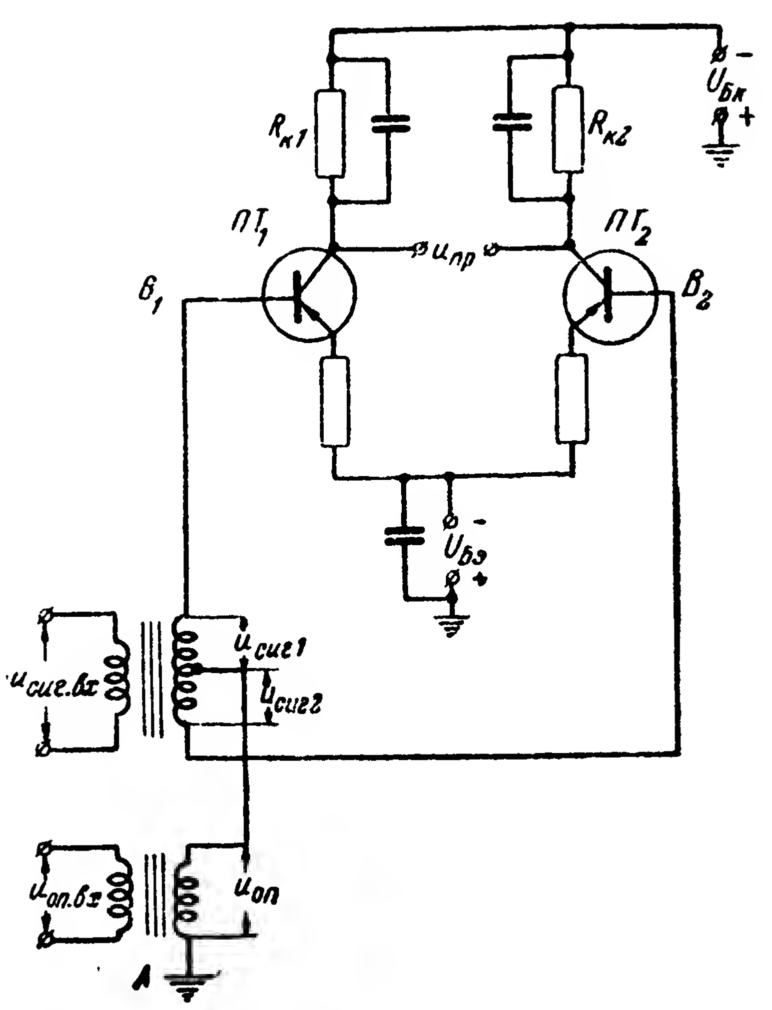


Рис. 12-14. Схема вектороме рного фазового демодулятора с полупроводниковыми диодами.

Схемы демодуляторов, аналогичные схемам рис. 12-11, могут быть собраны с ламповыми триодами, кристаллическими триодами и многоэлектродными лампами.

На рис. 12-14 приведен пример схемы демодулятора с полупроводниковыми триодами.

В данной схеме контролируемое и опорное колебания суммируются в цепях основания. Опорное напряжение $U_{оп}$ в цепях оснований триодов $ПТ_1$ и $ПТ_2$ действует в одной и той же фазе, а контролируемые напряжения $u_{сиг1}$ и

$u_{сиг2}$ — в противофазе. Таким образом, векторная диаграмма суммирования напряжений будет такой же, как и диаграмма на рис. 12-12, если только в последней обозначение $U_{сиг}$ заменить на $U_{оп}$, а $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$ на $U_{сиг1}$ и $U_{сиг2}$.

При отсутствии напряжений на входе $u_{сиг.вх}$ и $u_{оп\,вх}$ триоды заперты отрицательным напряжением в цепи эмиттера. При подаче напряжений $u_{сиг.вх}$ и $u_{оп.вх}$ происходит процесс детектирования, аналогичный анодному детектированию в трехэлектродной лампе. Постоянная составляю-

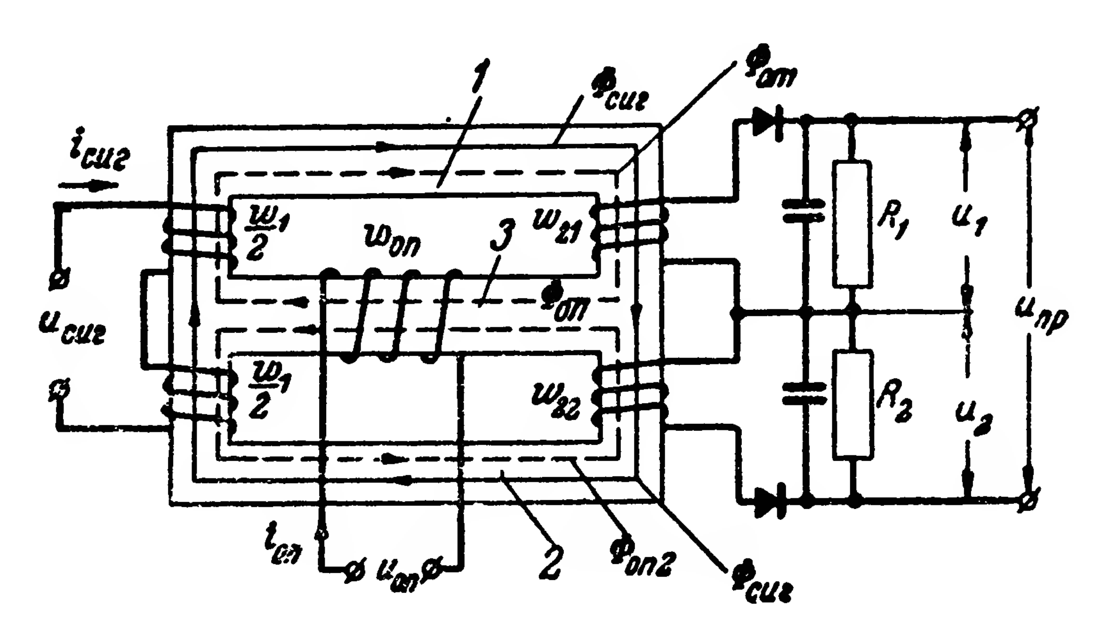


Рис. 12-15. Схема вектормерного фазового демодулятора с трансформатором.

щая тока в цепях коллекторов при этом будет пропорциональна амплитудам переменных напряжений U_{AB1} и U_{AB2} на соответствующих основаниях. Напряжение на выходе демодулятора $u_{пр}$ определяется разностью напряжений на коллекторах. При изменении фазового угла θ оно будет меняться согласно рис. 12-13.

На рис. 12-15 приведена схема демодулятора, в котором суммирование контролируемых и опорных колебаний производится с помощью трансформатора.

Контролируемое напряжение $u_{сиг}$ подается на обмотку w_1. Ток в этой обмотке $i_{сиг}$ создает магнитный поток $Ф_{сиг}$, проходящий вдоль сердечников *1* и *2*. Магнитная линия этого потока показана на рисунке сплошной. Опорное напряжение $u_{оп}$ подается на обмотку $w_{оп}$, расположенную на среднем сердечнике *3*. Ток в этой обмотке $i_{оп}$ создает магнитный поток $Ф_{оп}$, который разветвляется и проходит по сердечникам *1* и *2* в виде потоков $Ф_{оп1}$ и $Ф_{оп2}$. Магнитные линии этих потоков показаны пунктиром.

Легко видеть, что потоки $\Phi_{оп1}$ и $\Phi_{оп2}$ действуют по отношению к потоку $\Phi_{сиг}$ в противофазе.

Таким образом, если магнитная система линейна (ненасыщена), то результирующие магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 в сердечниках *1* и *2* могут быть найдены путем построения векторной диаграммы, аналогичной диаграмме на рис. 12-12, если в последней $U_{сиг}$ заменить на $\Phi_{сиг}$, а $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$ на $\Phi_{оп1}$ и $\Phi_{оп2}$.

При $\theta = 0$ амплитуды результирующих потоков в сердечниках *1* и *2* равны. При равенстве числа витков во вторичных обмотках, т. е. при $w_{21} = w_{22}$, равные потоки Φ_1 и Φ_2 наведут одинаковые э. д. с., в результате чего выпрямленные напряжения u_1 и u_2 также будут равны, а $u_{пр} = u_1 - u_2 = 0$.

При изменении фазы θ равенства потоков Φ_1 и Φ_2 и э. д. с. в обмотках w_{21} и w_{22} нарушаются и на выходе демодулятора образуется некоторое напряжение $u_{пр}$. Зависимость $u_{пр}$ от θ в этом случае также характеризуется рис. 12-13.

в) Коммутаторные фазовые демодуляторы

В демодуляторах данного типа обычно с помощью той или иной схемы суммирования контролируемой и опорной последовательностей импульсов формируется новая периодическая последовательность импульсов, длительность которых равна контролируемой фазе или линейно зависит от нее. Эта новая последовательность импульсов подается на сглаживающий фильтр, выделяющий ее постоянную составляющую. Величина последней линейно зависит от длительности импульсов, а следовательно, и от фазы контролируемой периодической последовательности импульсов.

В схемах суммирования контролируемой и опорной последовательностей импульсов в определенные отрезки времени производится коммутация (скачкообразное изменение) тока, вследствие чего такие демодуляторы называются коммутаторными.

На рис. 12-16 приведен пример схемы коммутаторного демодулятора фазы периодической последовательности с суммированием импульсов на пентоде (см. § 7-2,д).

Для работы этой схемы необходимо, чтобы длительности импульсов в контролируемой $u_{сиг}$ и опорной $u_{оп}$ последовательностях были равны половине периода. Такие по-

следовательности импульсов могут быть получены путем преобразования синусоидальных колебаний (см. § 12-1,б) или с помощью тех или иных схем формирования длительности периодической последовательности импульсов (см. гл. 6). Моменты начала действия импульсов опорной последовательности определяют положения тактовых точек p на оси времени (рис. 12-17). Напряжение $u_{сиг.вх}$ контролируемой последовательности импульсов подается на

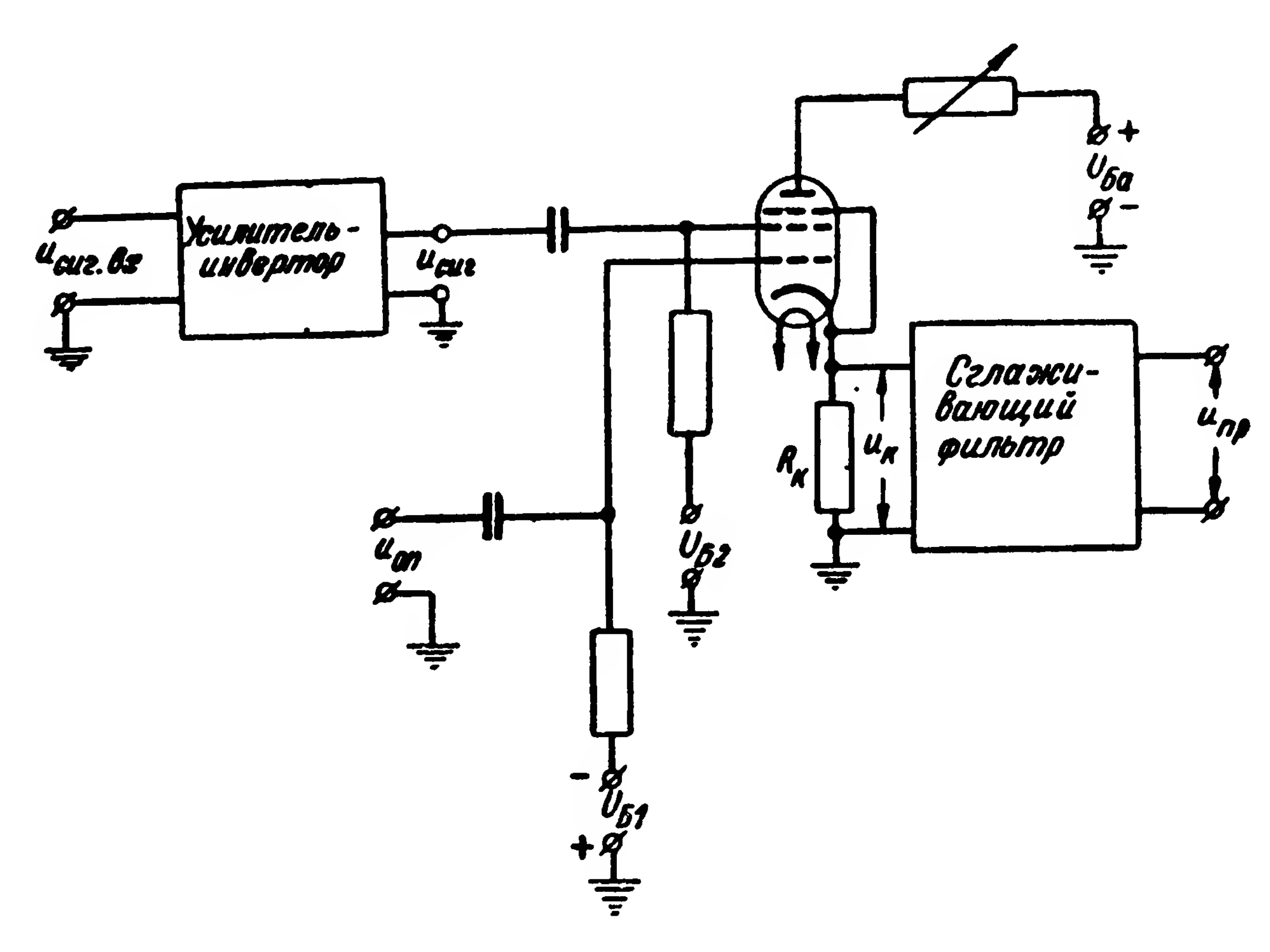


Рис. 12-16. Схема коммутаторного фазового демодулятора с суммированием напряжений на пентоде.

экранирующую сетку через усилитель-инвертор (рис. 12-16). В результате действия последнего импульсы напряжения $u_{сиг}$ сдвинуты относительно импульсов $u_{сиг.вх}$ на полпериода $\left(\frac{T}{2}\right)$. Напряжение $u_{оп}$ опорной последовательности подается на управляющую сетку.

Напряжения начального смещения $U_{Б1}$ и $U_{Б2}$ выбраны такими, что пентод открывается по анодному току лишь при совместном действии положительных значений напряжений $u_{сиг}$ и $u_{оп}$. Из графиков на рис. 12-17 легко видеть, что в таком случае длительность импульсов анодного тока, а следовательно, и импульсов напряжения $u_к$, снимаемых с катодной нагрузки $R_к$, равна фазе Δt контролируемой последовательности.

Постоянная составляющая напряжения $u_к$, очевидно, равна

$$u_{к0} = A_к \frac{\Delta t}{T} = \frac{A_к}{2\pi} \varphi_{сиг}, \qquad (12\text{-}7)$$

где $A_к$ — амплитуда импульсов напряжения $u_к$;

$\varphi_{сиг} = 2\pi \frac{\Delta t}{T}$ — фаза контролируемой последовательности, выраженная в угловых единицах.

Соотношение (12-7) справедливо при $0 \leqslant \varphi_{сиг} \leqslant \pi$. При дальнейшем увеличении $\varphi_{сиг}$ от π до 2π $u_{к0}$ линейно падает до нуля. Напряжение $u_{пр}$ на выходе сглаживающего

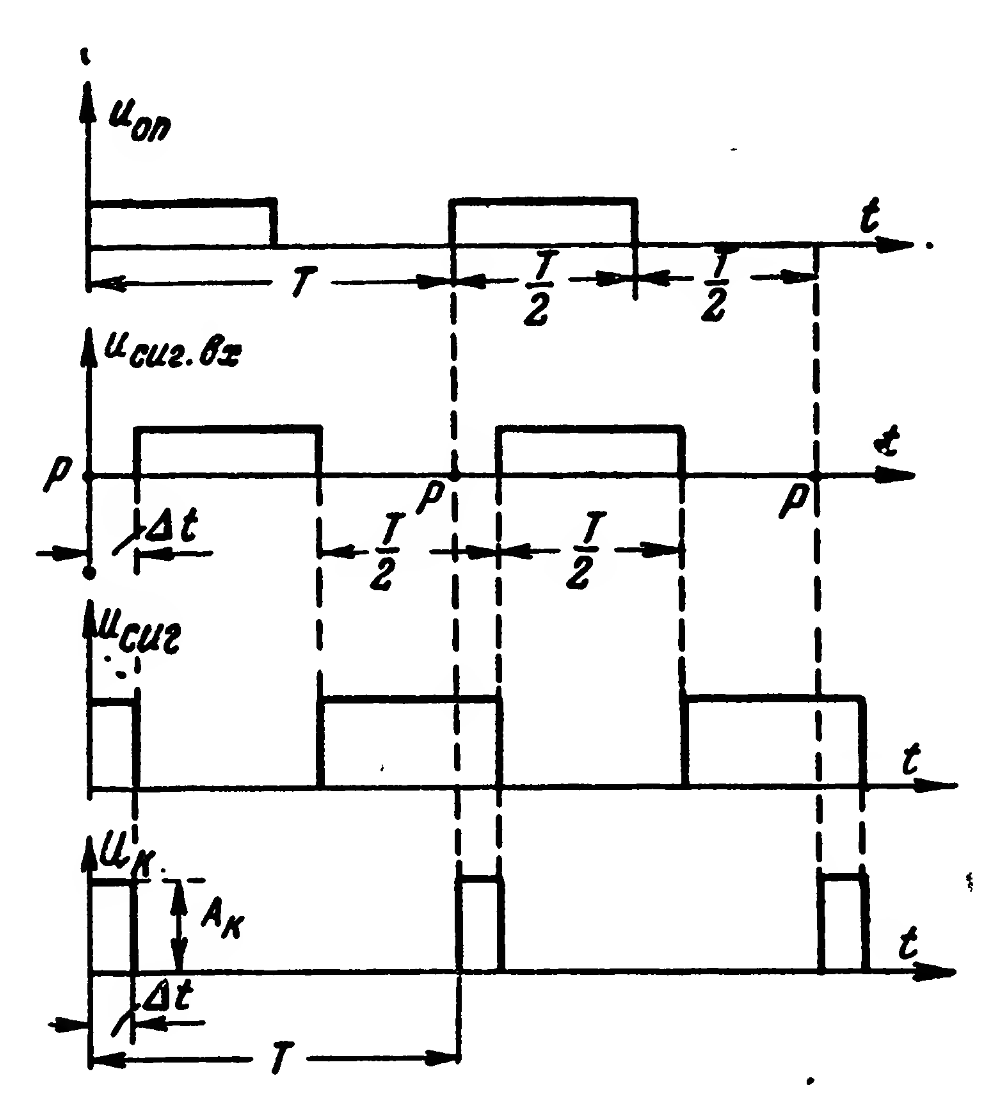


Рис. 12-17. Временные графики работы фазового демодулятора по схеме на рис. 12-16.

фильтра (см. гл. 14) пропорционально (может быть приблизительно равно) постоянной составляющей напряжения $u_к$. На рис. 12-18 приведен график зависимости $u_{пр} = f(\varphi_{сиг})$, представляющий собой преобразующую функцию для рассматриваемого демодулятора. Как видно, эта функция многозначна, и потому фаза периодической последовательности импульсов при использовании данного демоду-

лятора может быть однозначно проконтролирована, если она изменяется в пределах $\Delta\varphi_{сиг}=0-\pi$.

Аналогичные схемы демодуляторов могут быть собраны с использованием других схем суммирования (см. гл. 7).

На рис. 12-19 изображена схема демодулятора с использованием электронного реле (триггера) с двумя положе-

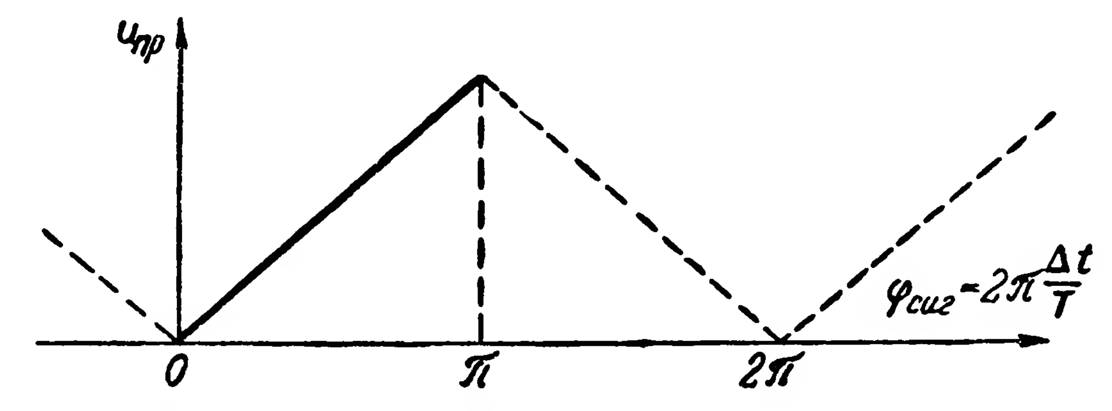


Рис. 12-18. График преобразующей функции коммутаторного фазового демодулятора по схеме на рис. 12-16.

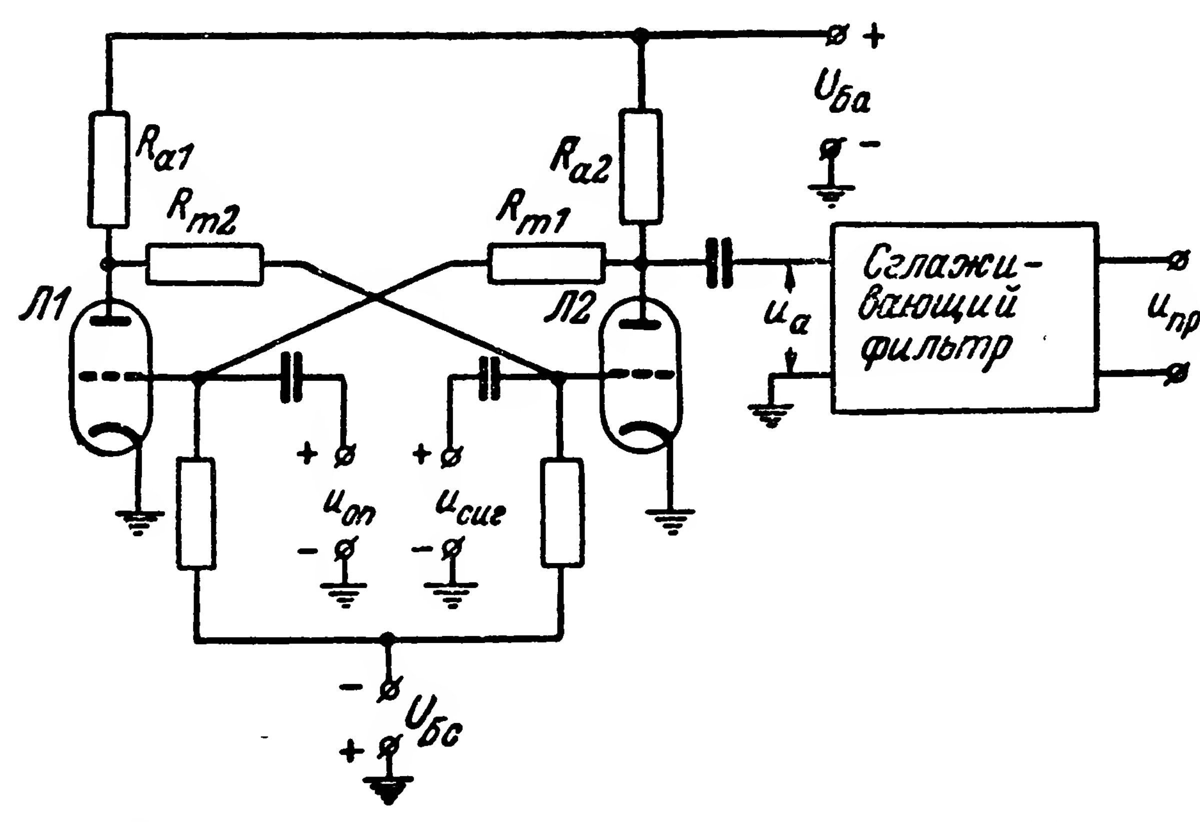


Рис. 12-19. Схема коммутаторного фазового демодулятора с электронным реле.

ниями покоя. Работа этой схемы иллюстрируется графиками на рис. 12-20.

Положительные импульсы напряжения опорной $u_{оп}$ и контролируемой $u_{сиг}$ последовательностей подаются на управляющие сетки ламп $Л_1$ и $Л_2$.

При подаче опорного импульса реле опрокидывается: лампа $Л_1$ отпирается, а $Л_2$ запирается. Напряжение на аноде лампы $Л_2$ возрастает. При подаче затем импульса контролируемой последовательности реле вновь опрокидывает-

ся и возвращается в исходное положение: лампа $Л_1$ запирается, а лампа $Л_2$ отпирается. При этом напряжение на аноде $Л_2$ падает. Далее процесс периодически повторяется. Нетрудно видеть (рис. 12-20), что в этом случае длительность положительных импульсов напряжения u_a, снимаемых с анода $Л_2$, равна фазе Δt контролируемой последовательности.

Преобразующая функция данного преобразователя линейна и однозначна при изменении фазы контролируемой

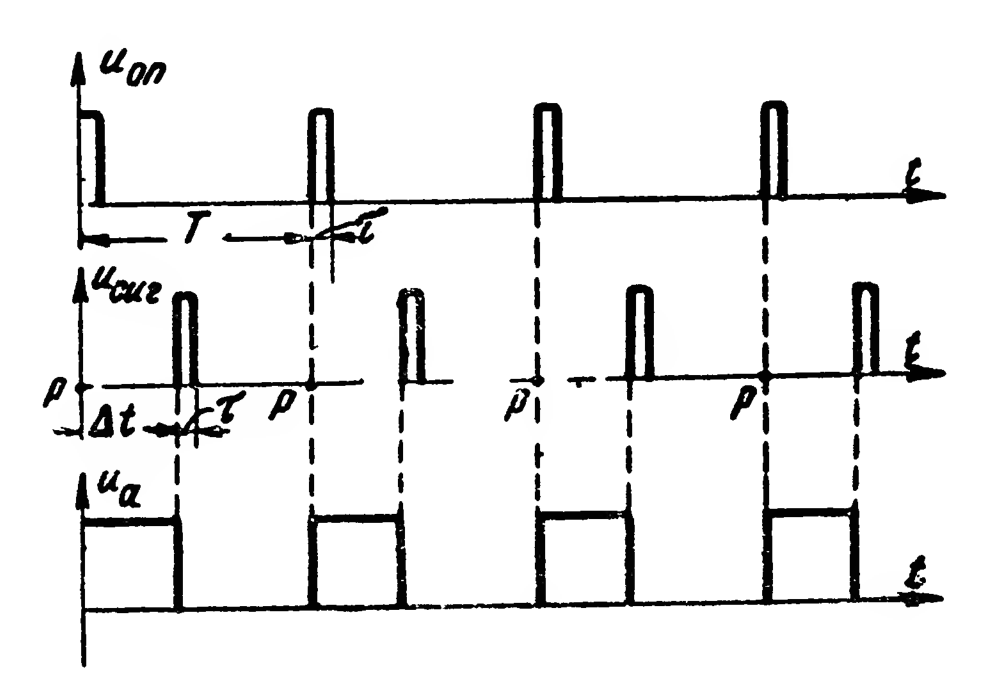


Рис. 12-20. Временные графики работы фазового демодулятора по схеме на рис. 12-19.

последовательности в пределах $\varphi_{сиг}=\tau\div(2\pi-\tau)$, где τ—длительность контролируемых и опорных импульсов.

Для уменьшения влияния длительности импульсов на область контролируемых значений $\varphi_{сиг}$ величина τ выбирается достаточно малой.

В схеме на рис. 12-19 сопротивления связи R_{m1} и R_{m2} могут быть заменены емкостями, что устраняет необходимость в источнике напряжения смещения $U_{Б.с}$, который может быть удален. При этом схема реле (триггера) преобразуется в схему мультивибратора, который, однако, работает не в режиме автоколебаний, а под действием внешних импульсов $u_{оп}$ и $u_{сиг}$. Для обеспечения такой работы необходимо, чтобы период собственных колебаний мультивибратора был больше периода контролируемой последовательности импульсов.

Схемы демодуляторов, аналогичные схемам на рис. 12-19, могут быть собраны и на основе реле или генераторов других типов.

Демодуляторы коммутаторного типа имеют те преимущества перед векторомерными, что их преобразующая функция линейна и крутизна характеристики преобразования может быть получена большей. Все это обеспечивает бо́льшую точность контроля фазы. Учитывая это обстоятельство, в ряде случаев бывает целесообразно для контроля фазы синусоидальных колебаний выполнить вначале преобразование синусоидальных колебаний в периодическую последовательность импульсов (см. § 12-1,б) и

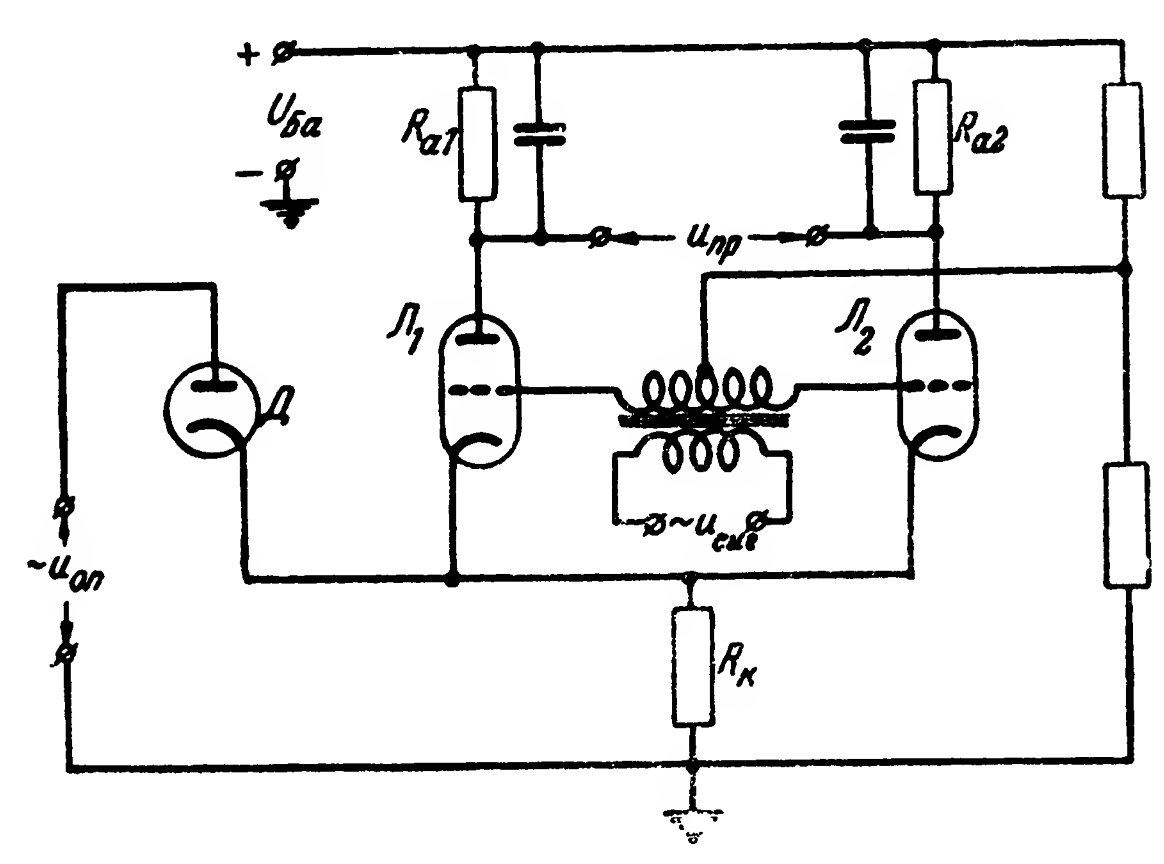


Рис. 12-21. Схема фазового демодулятора с суммированием синусоидальных колебаний сигнала и опорной последовательности однополярных импульсов.

в последующем использовать демодуляторы фазы коммутаторного типа.

Хорошие результаты позволяют получить также демодуляторы, у которых на суммирующие схемы подаются контролируемые колебания синусоидальной формы и опорная последовательность однополярных импульсов. Пример симметричной схемы такого типа приведен на рис. 12-21. В данном демодуляторе используется схема суммирования на триодах.

Синусоидальное опорное напряжение $u_{оп}$ подается на катоды ламп через диод *Д*. В результате детектирования на сопротивлении $R_к$ в цепи катода образуется опорная периодическая последовательность однополярных импульсов. Амплитуда опорного напряжения выбирается достаточно большой, так что почти во все время действия поло-

жительного полупериода $u_{оп}$ напряжение на катодах триодов, велико, и они заперты по анодному току.

Во время действия отрицательного полупериода опорного напряжения триоды $Л_1$ и $Л_2$ отперты. Контролируемое синусоидальное напряжение $u_{сиг}$ подается на сетки триодов в противофазе. Нетрудно видеть, что в этом случае анодные токи в триодах зависят от фазы контролируемого напряжения, причем с изменением последней среднее значение анодного тока в одном из триодов увеличивается, а в другом уменьшается.

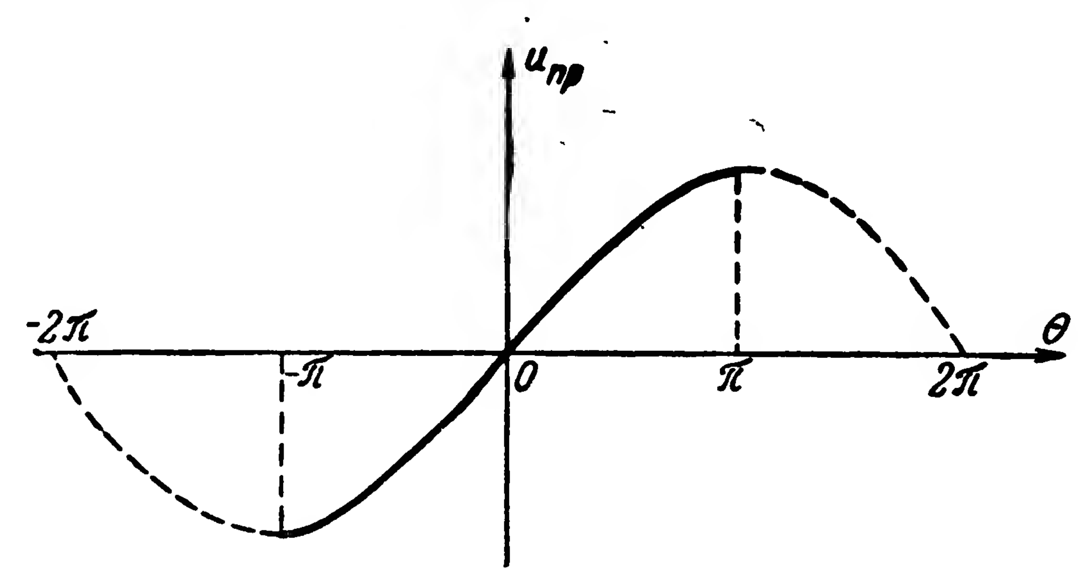


Рис. 12-22. График преобразующей функции фазового демодулятора по схеме на рис. 12-21.

При отсчете фазы по рис. 12-9 характеристика преобразования имеет вид, показанный на рис. 12-22. Преобразующая функция однозначна при изменении фазы θ от $-\pi$ до π. Преимуществом данной схемы демодулятора является то, что он позволяет получать достаточно хорошую крутизну преобразования и в то же время не требует преобразования формы контролируемых колебаний и применения сглаживающих фильтров.

Свойства демодуляторов, работающих подобно демодулятору, схема которого изображена на рис. 12-21, могут быть еще улучшены при использовании схем суммирования на пентодах и опорной последовательности импульсов прямоугольной формы [Л. 42].

Преобразование фазы в амплитуду может быть получено также путем подачи на нелинейные элементы суммирующих схем контролируемых и опорных колебаний синусоидальной формы; например, к анодам электронных ламп в схеме вида рис. 12-21 могут подводиться опорные колебания, а к управляющим сеткам — контролируемые. Средние значения анодных токов ламп в этом случае также бу-

дут зависеть от фазы контролируемых колебаний. Аналогичные схемы могут быть собраны с тиратронами. Такие преобразователи находят применение в различных устройствах систем автоматизации.

12-3. Шифраторы фаз посылок

а) Шифраторы фаз посылок с фазовращателями

Изменение фазы синусоидальных колебаний и формирование посылок с различными рабочими значениями фазы могут быть достигнуты с помощью тех или иных схем или элементов, называемых фазовращателями.

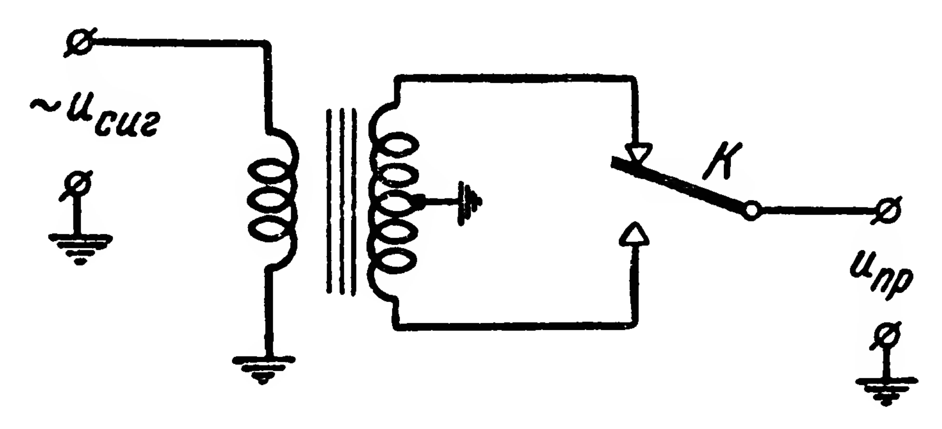


Рис. 12-23. Схема шифратора двух рабочих значений фазы с трансформатором.

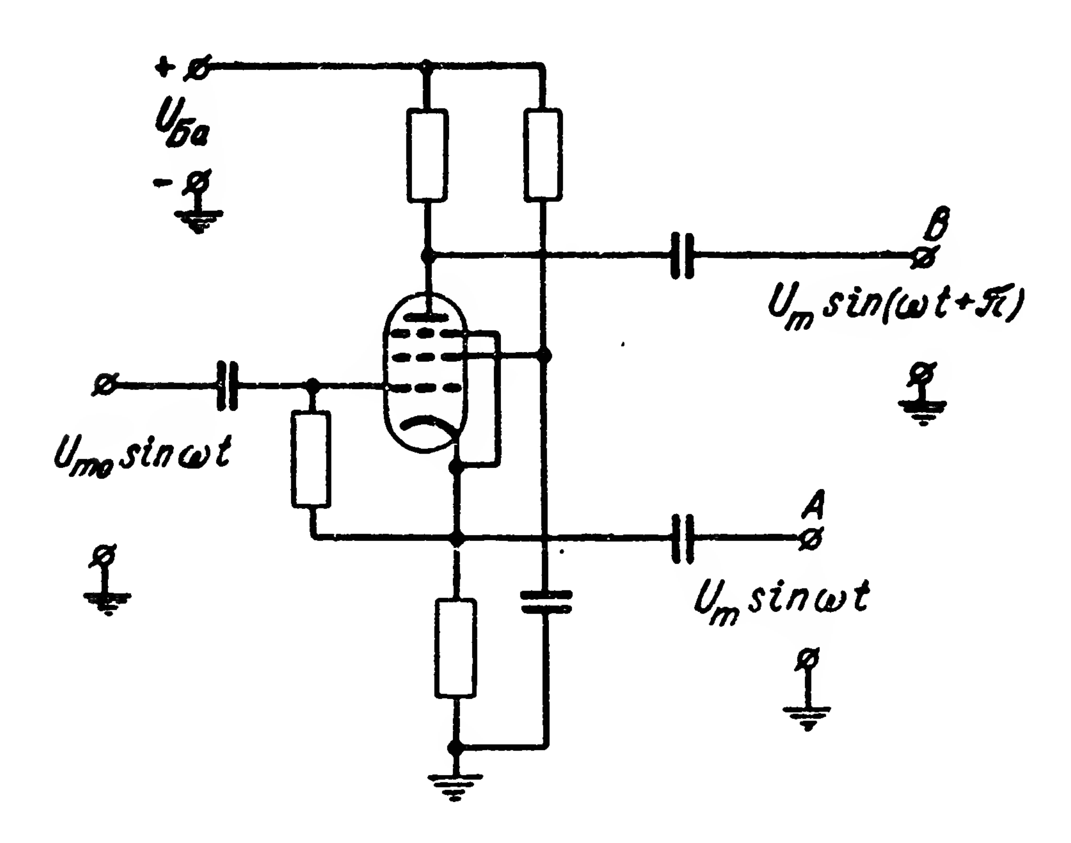


Рис. 12-24. Схема шифратора двух рабочих значений фазы с электронным усилителем.

На рис. 12-23 и 12-24 изображены примеры схем фазовращателей, обеспечивающие получение двух рабочих значений фазы, различающихся на π. В схеме на рис. 12-23 используется трансформатор с заземленной средней точ-

кой, а в схеме на рис. 12-24 — усилитель на пентоде. В последней схеме напряжение на катоде лампы совпадает по фазе с напряжением на управляющей сетке, а напряжение на аноде находится в противофазе с последним.

Для поворота фазы на угол, меньший π, большое распространение получили схемы с RC-цепями.

Простейшие фазовращающие RC-цепи показаны на рис. 12-25 и 12-26. На этих же рисунках показаны соответствующие векторные диаграммы для напряжений на входе U_1, на емкости $U_{кон}$ и на активном сопротивлении U_R.

Для схемы на рис. 12-25 комплексные амплитуды напряжений на выходе $\dot{U}_2$ и на входе $\dot{U}_1$ связаны соотношением

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \dot{U}_1 \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega CR}}.$$

Из данного равенства следует, что разность фаз φ напряжений на выходе и входе определяется соотношением

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega CR}. \tag{12-8}$$

Данное соотношение показывает, что при изменении величины RC фазовый угол φ может изменяться в пределах от 0 до $\frac{\pi}{2}$.

Коэффициент передачи напряжения для данной цепи

$$a = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}}. \tag{12-9}$$

Согласно выражению (12-9) коэффициент передачи напряжения в схеме на рис. 12-25 при изменении φ от 0 до $\frac{\pi}{2}$ изменяется от $a=1$ до $a=0$. Следовательно, при постоянной амплитуде напряжения на входе ($U_1=\text{const}$) с изменением фазы φ амплитуда напряжения на выходе изменяется. Это обстоятельство является основным недостатком схемы на рис. 12-25.

В векторной диаграмме на рис. 12-25 с изменением угла φ точка a перемещается по окружности, показанной пунктиром.

Для схемы на рис. 12-26 аналогично получим:

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega CR, \tag{12-10}$$

а коэффициент передачи напряжения α определяется выражением (12-9). Таким образом, эта схема отличается от схемы на рис. 12-25 лишь знаком фазового угла.

На рис. 12-27 приведена схема, обеспечивающая поворот фазы выходного напряжения на угол $\psi=0-\pi$ и постоянство амплитуды напряжения на выходе U_2.

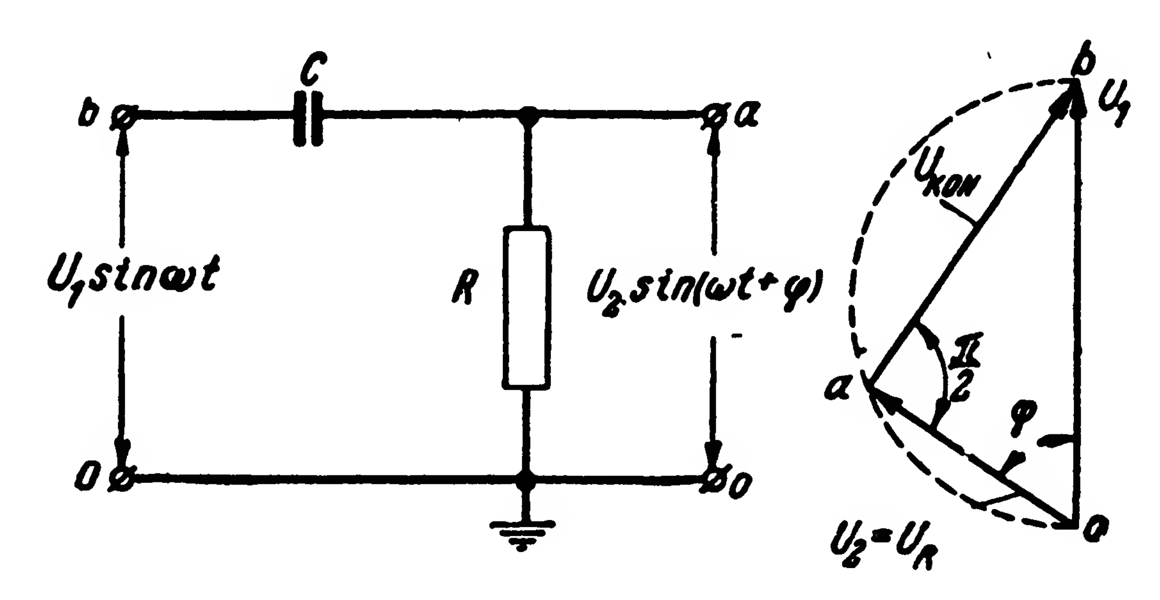


Рис. 12-25. Фазовращающая RC-цепь и векторная диаграмма напряжений на входе и участках этой цепи.

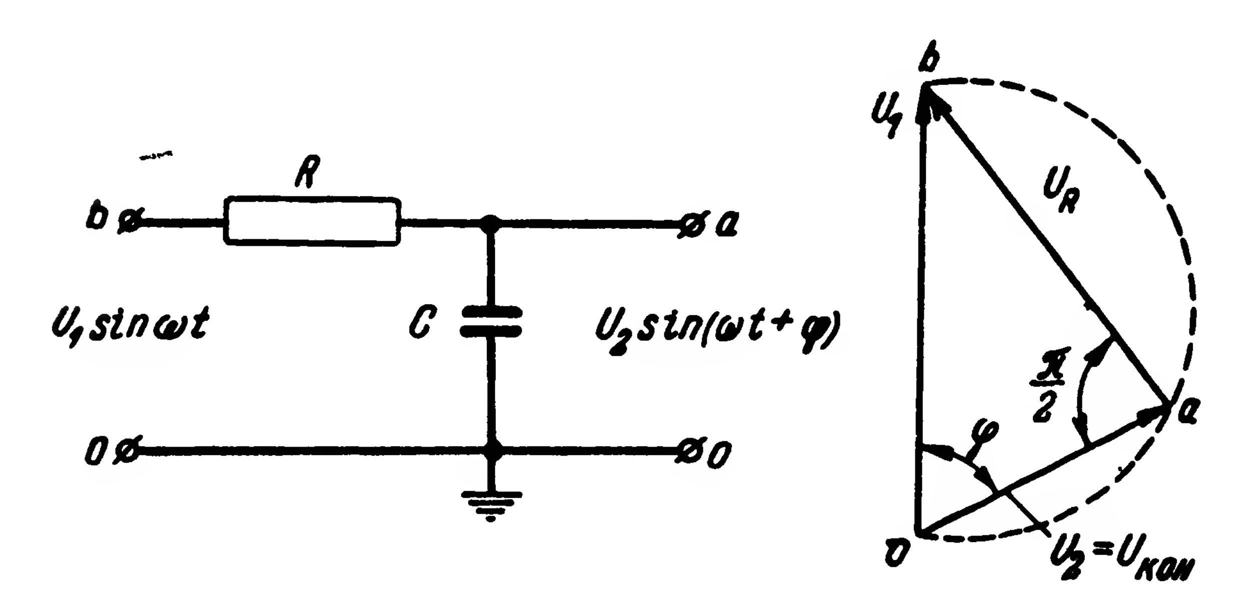


Рис. 12-26. Вариант фазовращающей RC-цепи и векторная диаграмма напряжений на входе и участках этой цепи.

К входным зажимам схемы a—0 и b—0 подводятся напряжения, амплитуды которых равны U_1, а фазы различаются на π.

Из векторной диаграммы на рис. 12-27 непосредственно видно, что $U_2=U_1$, а $\psi=2\varphi$ (последнее следует из того, что центральный угол ψ и вписанный φ опираются на одну и ту же дугу). Учитывая равенство (12-8), получим:

$$\operatorname{tg}\frac{\psi}{2}=\frac{1}{\omega CR},$$

Схема, аналогичная схеме на рис. 12-27, может быть построена на основе схемы с RC-цепью на рис. 12-26.

Для того чтобы входные сопротивления устройств, к которым подводится напряжение от фазовращателя, не нарушали установленных фазовых соотношений, удобно исполь-

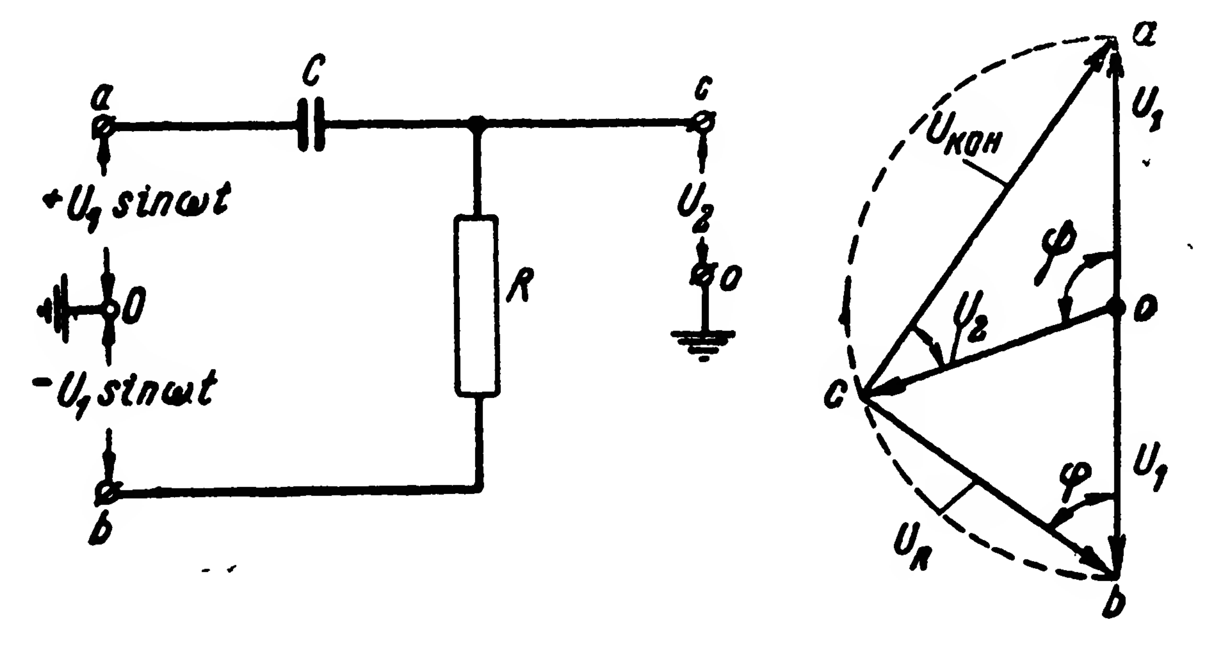


Рис. 12-27. Схема и векторная диаграмма фазовращающей RC-цепи, обеспечивающей неизменную амплитуду напряжения на выходе.

зовать катодный повторитель. Схема фазовращателя с катодным повторителем приведена на рис. 12-28. В данной схеме сопротивления R и C фазовращателя в общем случае обозначены через Z_1 и Z_2.

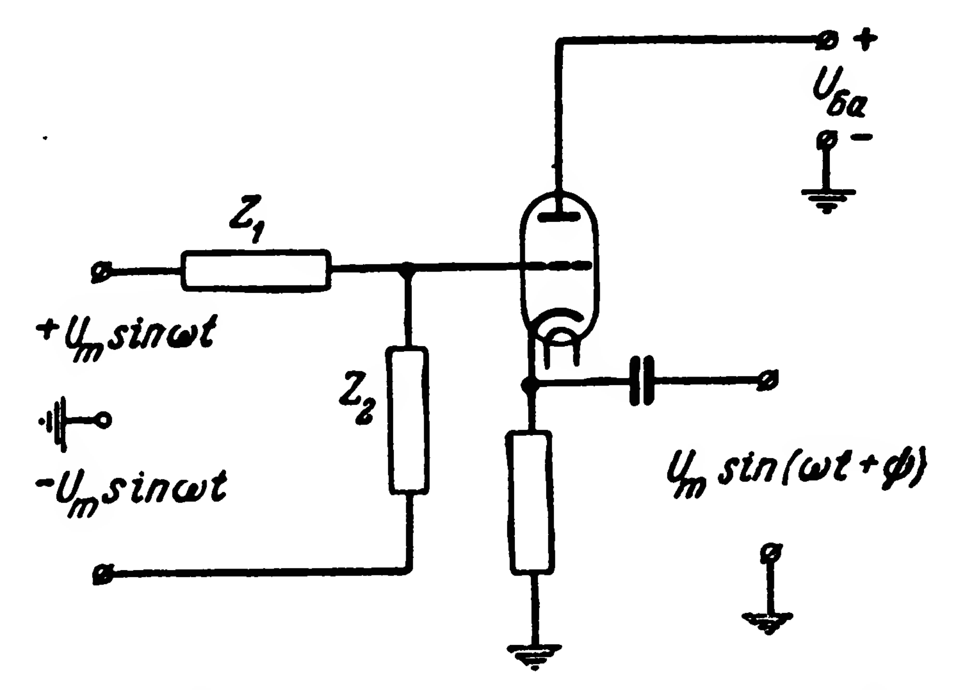


Рис. 12-28. Схема фазовращателя с RC-цепями и катодным повторителем.

Изменяя в схеме на рис. 12-28 значения Z_1 и Z_2, например, путем подключения различных сопротивлений R и емкостей C, можно получить различные рабочие значения фазы выходного напряжения.

Для получения большого числа рабочих значений фазы синусоидальных колебаний удобно использовать потенциометрический фазовращатель.

Пример схемы и векторная диаграмма такого фазовращателя приведены на рис. 12-29. В схеме используется четырехфазное синусоидальное напряжение.

Между точками *a*, *b*, *c*, *d* и общей точкой *0* подведены четыре напряжения с равной амплитудой *U* и фазовыми углами 0, $\frac{\pi}{2}$, π и $\frac{3}{2}\pi$. К равным сопротивлениям *R* приложены напряжения, определяемые разностью потенциалов в точках *a*, *b*, *c*, *d*. Каждой отпайке от сопротивления соответствует некоторая точка на векторе напряжения, падающего на данном сопротивлении. Из векторной диаграммы на рис. 12-29 видно, что фазы напряжений в разных точках могут принимать различные значения в пределах от 0 до 2π. Амплитуда выходного напряжения U_2, как видно из той же диаграммы, изменяется так, что $\frac{U_{2макс}}{U_{2мин}} = \sqrt{2}$.

Изменение амплитуды напряжения U_2 может быть уменьшено, если использовать не четырехфазное напряжение, а напряжение с бо́льшим числом фаз. При наличии трехфазной сети переменного тока легко может быть получено шестифазное напряжение. В этом случае потенциометрический делитель должен состоять из шести равных сопротивлений. К точкам соединения этих сопротивлений подводятся шесть напряжений с равными амплитудами *U* и фазовыми углами 0, $\frac{\pi}{3}$, $\frac{2\pi}{3}$, π, $\frac{4}{3}\pi$, $\frac{5}{3}\pi$. В таком фазовращателе амплитуда напряжения на выходе изменяется в пределах

$$\frac{U_{2макс}}{U_{2мин}} = \frac{2}{\sqrt{3}}.$$

В общем случае при использовании для питания потенциометрического фазовращателя *n*-фазного напряжения

$$\frac{U_{2макс}}{U_{2мин}} = \frac{1}{\cos\frac{2\pi}{n}}.$$

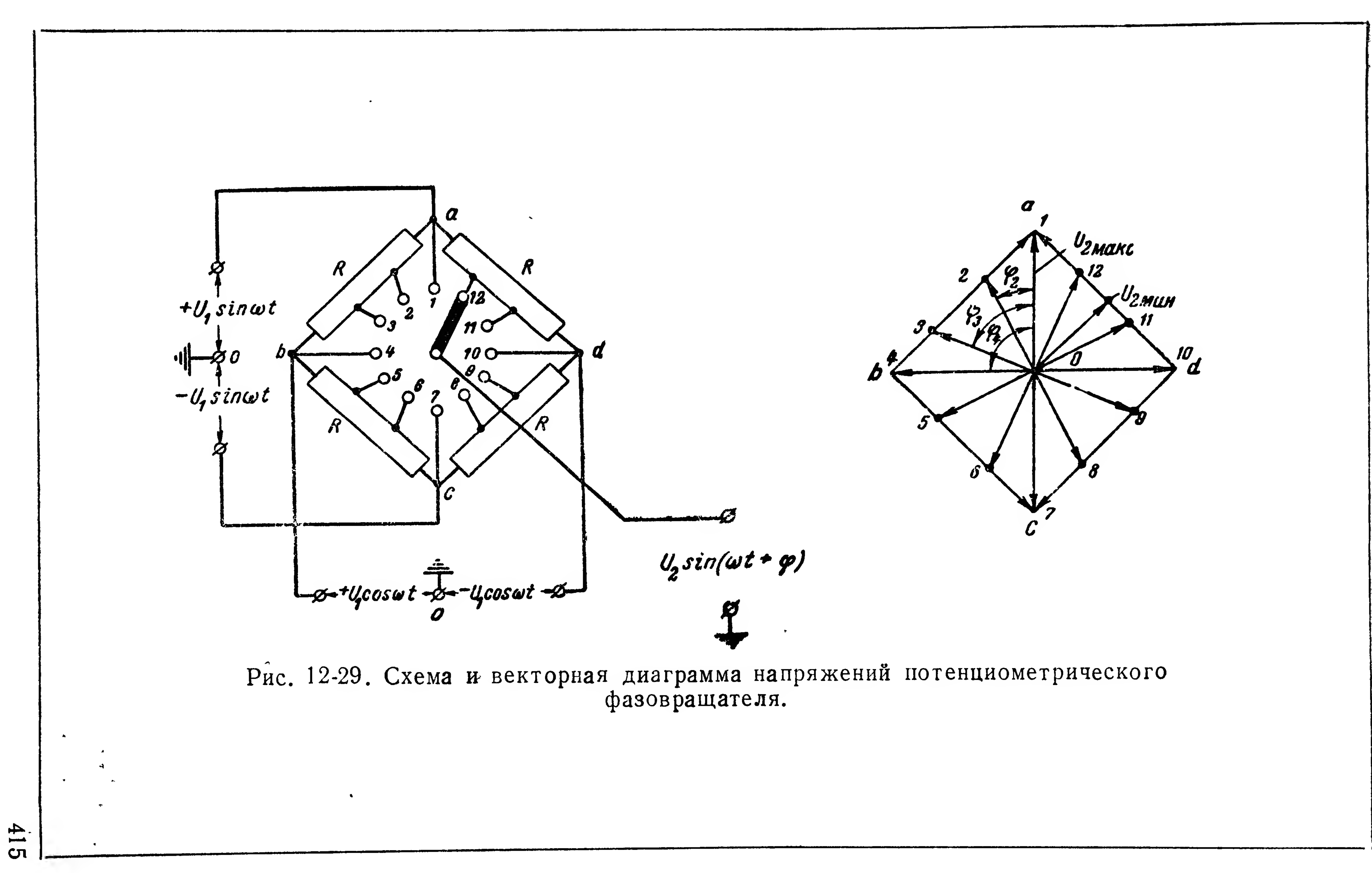


Рис. 12-29. Схема и векторная диаграмма напряжений потенциометрического фазовращателя.

Для получения четырехфазного напряжения часто применяется схема, приведенная на рис. 12-30. В этой схеме используются RC-цепи по рис. 12-25 и 12-26. Параметры схемы на рис. 12-30 подбираются такими, что $R_1 = R_2 = \frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{\omega C_2}$; работа ее поясняется векторной диаграммой

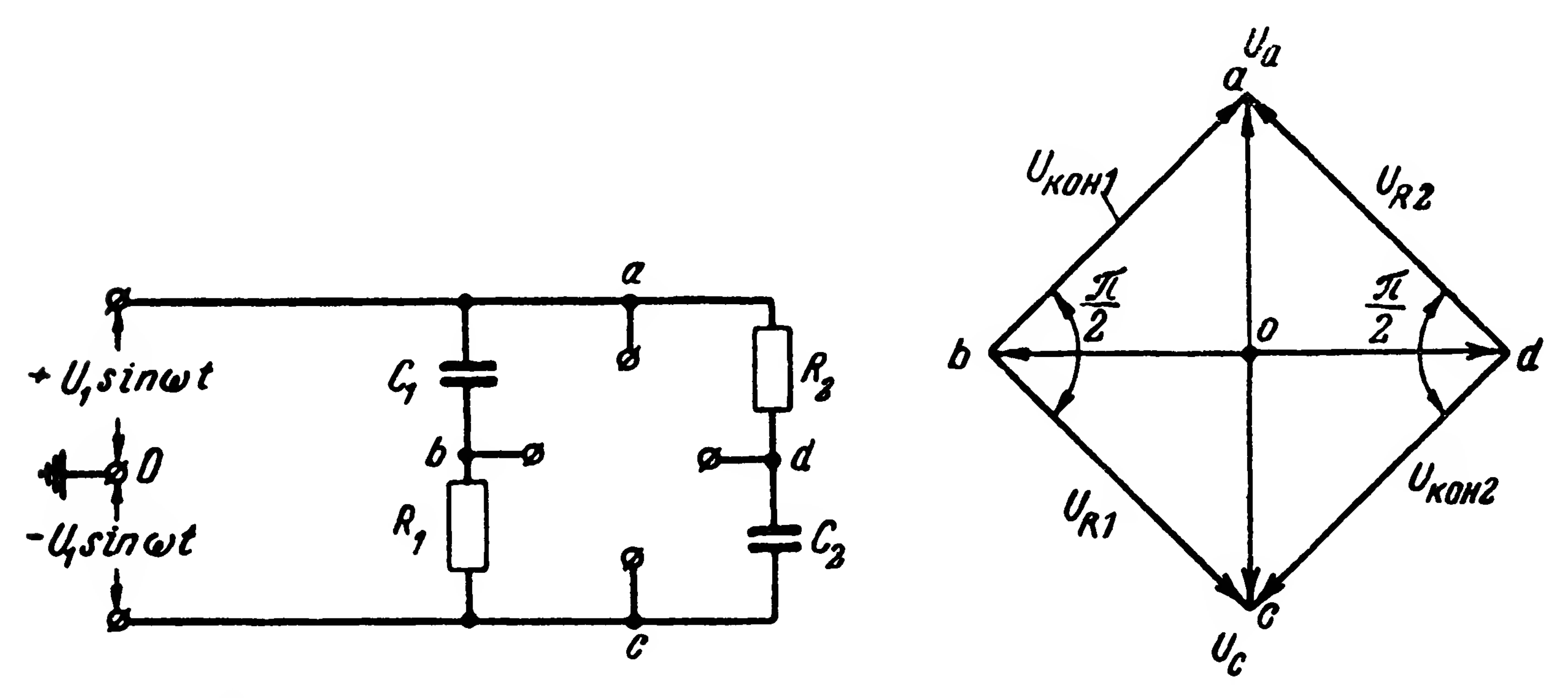


Рис. 12-30. Схема и векторная диаграмма преобразования двухфазного напряжения в четырехфазное.

На рис. 12-31 приведена схема получения шестифазного напряжения при наличии трехфазной сети переменного тока. В схеме используется трехфазный трансформатор.

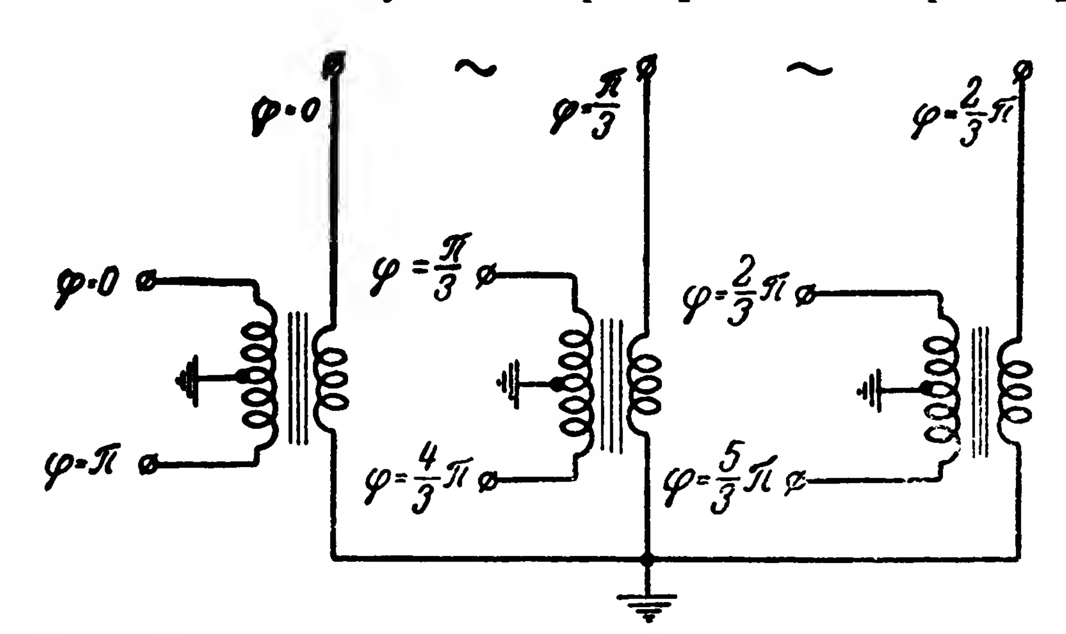


Рис. 12-31. Схема преобразования трехфазного напряжения в шестифазное.

Первичные обмотки его, как обычно, соединяются по схеме звезды или треугольника (на рисунке — соединение звездой). Во вторичных обмотках средняя точка делается общей. На схеме указаны значения фазы φ напряжения на концах первичных и вторичных обмоток.

Кроме рассмотренных емкостных и потенциометрических фазовращателей, возможно использование также фазовращателей с сельсинами. Последние обычно применяются для обеспечения различения сигналов, когда значение фазы синусоидальных колебаний должно изменяться непрерывно.

При использовании стабильных элементов схемы фазовых шифраторов с фазовращателями могут обеспечить установку фазы колебаний с погрешностью, измеряемой единицами и даже десятыми долями градуса.

б) Шифраторы фаз с преобразованием длительности посылки в фазу

Шифраторы данного типа используются для установки различных рабочих значений фазы периодической последовательности импульсов.

Схема такого шифратора приведена на рис. 12-32. В ней используются шифратор-преобразователь длитель-

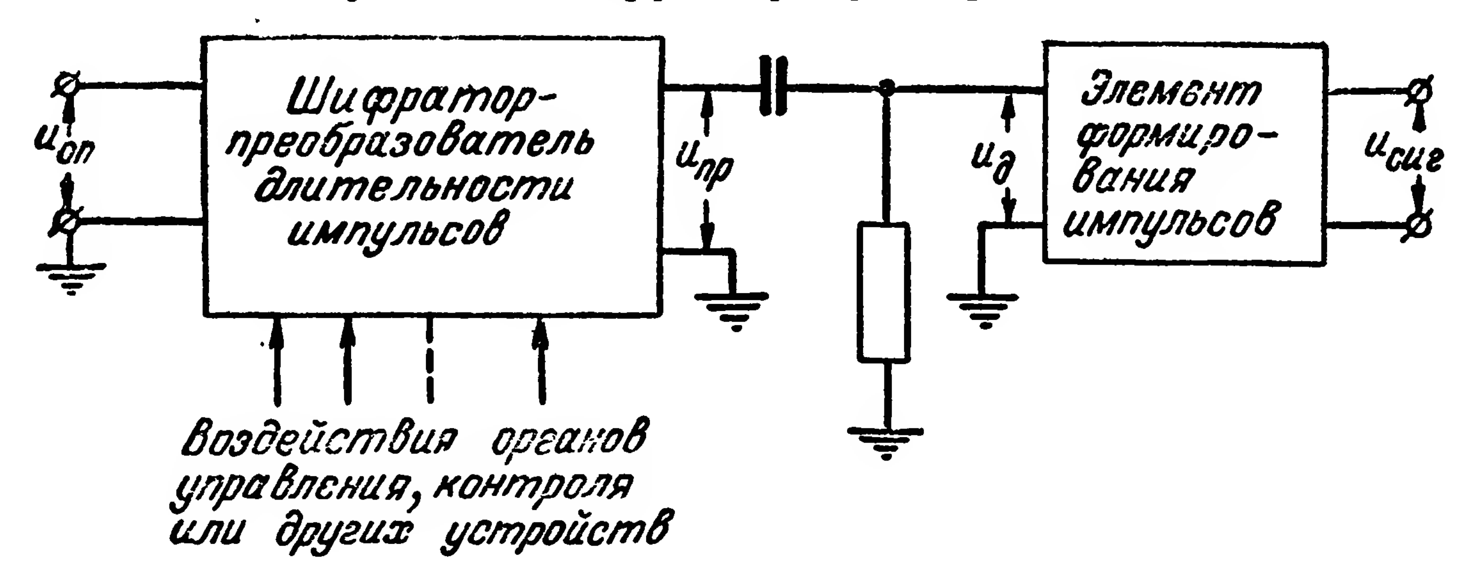


Рис. 12-32. Схема шифратора фазы посылок с преобразователем длительности импульсов в фазу.

ности импульсов (см. § 11-6), дифференцирующая цепь (§ 7-1,б) и элемент формирования посылок (гл. 6). Работа схемы поясняется графиками на рис. 12-33.

К шифратору-преобразователю длительности импульсов подводится опорная периодическая последовательность импульсов. На выходе этого шифратора формируется аналогичная периодическая последовательность импульсов $u_{пр}$ с длительностью каждого $t_р$. Последняя определяется параметрами шифратора-преобразователя длительности импульсов и может быть изменена путем соответствующего воздействия на него со стороны органов управления, контроля или какого-либо другого устройства.

В результате дифференцирования каждого импульса последовательности $u_{пр}$ образуются два импульса $u_д$ с разными полярностями. Элемент формирования реагирует лишь на импульсы $u_д$, получаемые в результате дифференцирования заднего фронта импульса $u_{пр}$, и формирует импульсы последовательности $u_{сиг}$. Легко видеть, что фаза

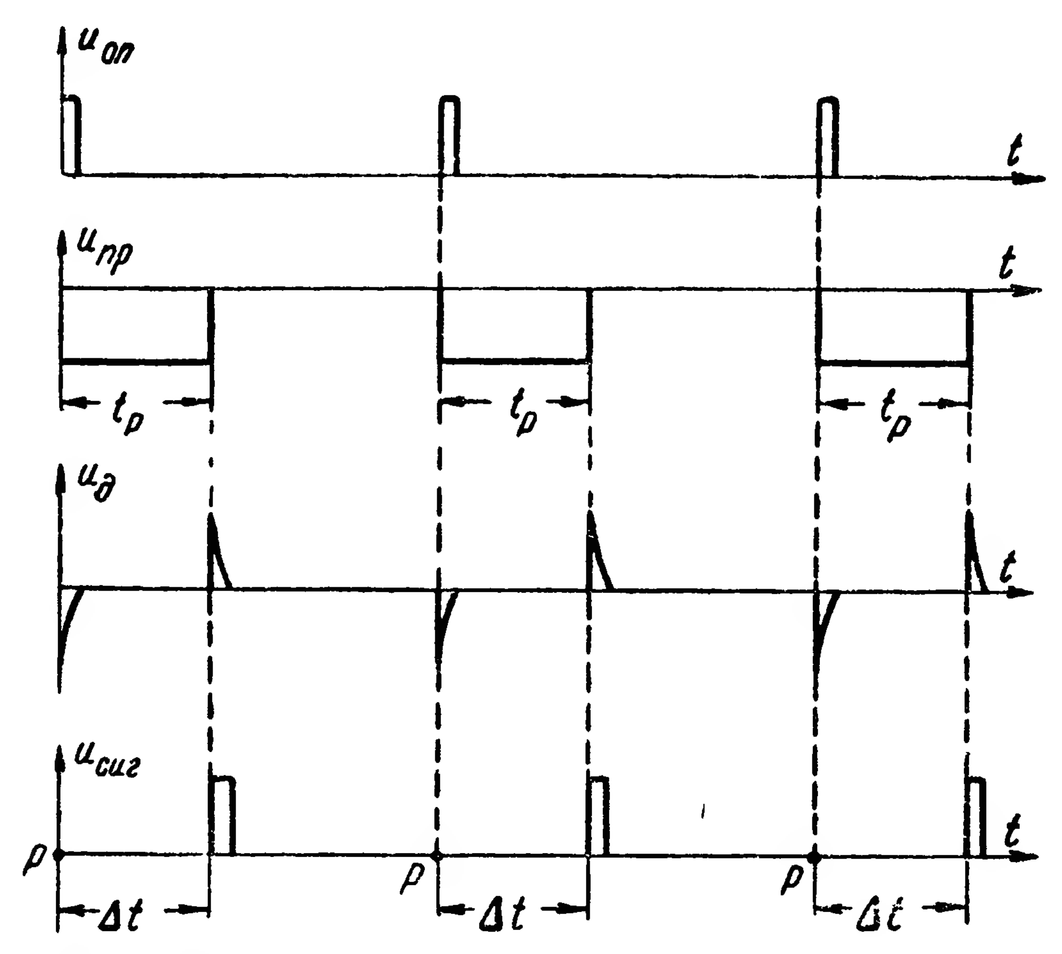


Рис. 12-33. Временной график работы схемы на рис. 12-32.

последних $\Delta t = t_р$ и, следовательно, может быть установлена различной в соответствии с воздействием органов управления, контроля или других устройств.

Погрешность в установке фазы в шифраторах данного типа больше, чем у шифраторов с фазовращателями. В основном эта погрешность определяется стабильностью параметров и режима преобразователя длительности посылок.

Глава тринадцатая

РАСПРЕДЕЛИТЕЛИ

13-1. Общие сведения о распределителях

а) Классификация

Распределителем называется устройство, обеспечивающее поочередное воздействие на различные электрические цепи. Это воздействие производится либо автоматиче-

ски с некоторой периодичностью, либо при подаче на распределитель управляющих импульсов.

Распределители бывают контактными и неконтактными.

В контактных распределителях воздействие на электрические цепи производится путем замыкания и размыкания контактов.

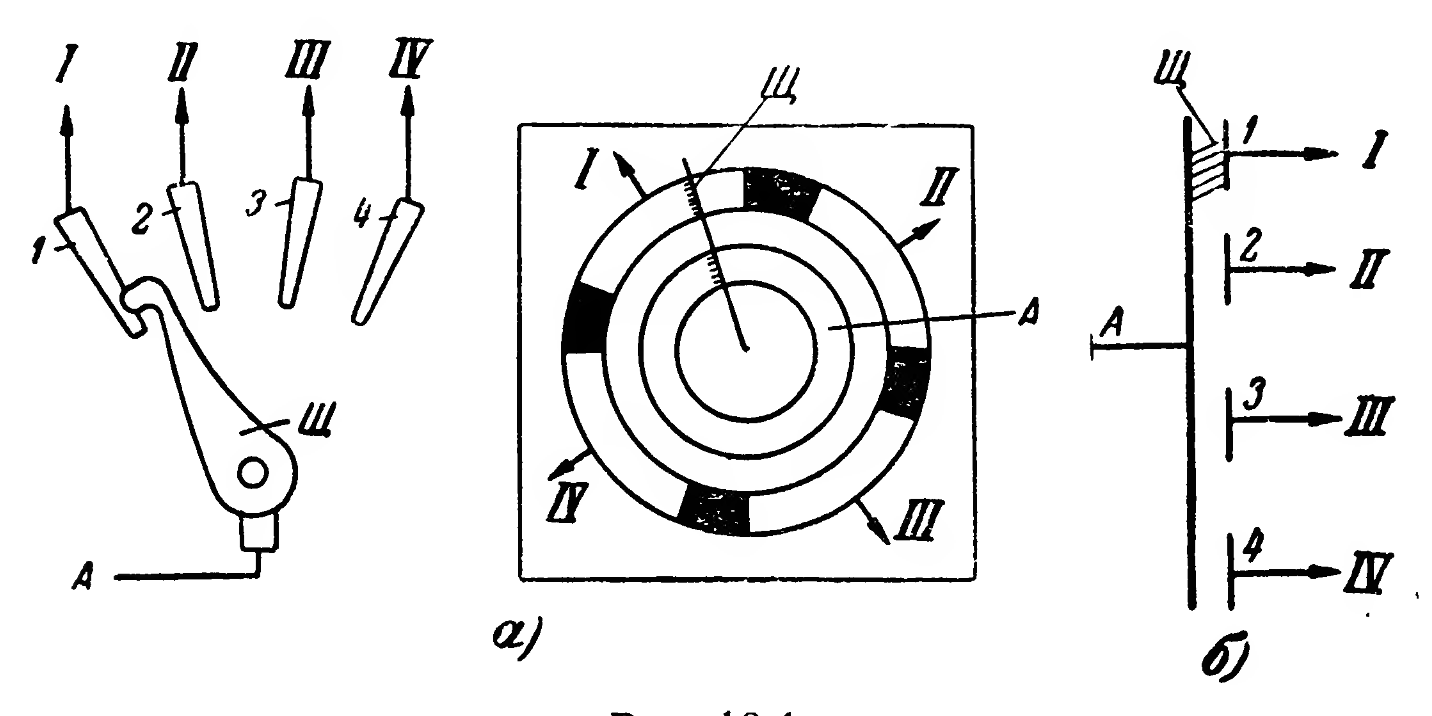


Рис. 13-1.
а — примеры контактных органов распределителей; *б* — схематическое изображение их.

На рис. 13-1,*а* приведен пример контактных органов, обеспечивающих поочередное подключение цепей *I*, *II*, *III* и *IV* к цепи *А*. Они состоят из токопроводящих ламелей *1*, *2*, *3* и *4* и вращающейся щетки *Щ*. Такие контактные органы могут иметь различные конструктивные исполнения; схематическое изображение их показано на рис. 13-1,*б*.

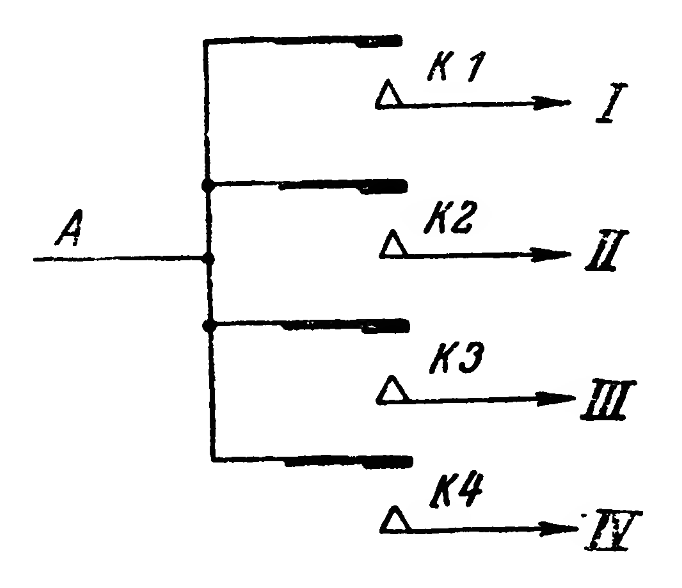


Рис. 13-2. Контактные органы распределителей с раздельными контактами.

На рис. 13-2 изображена схема контактных органов распределителя, которые состоят из отдельных контактов, укрепляемых обычно на плоских пружинах. Замыкание и размыкание таких контактов могут производиться с помощью кулачковых механизмов.

Контакты, показанные на рис. 13-2, могут также принадлежать различным электромагнитным реле. В таком случае замыкание и размыкание их производятся при срабатывании и отпускании этих реле.

В неконтактных распределителях воздействие на цепи (переключение) производится обычно путем изменения в них напряжения или тока. Работа неконтактного распределителя иллюстрируется схемой на рис. 13-3. Временные графики, приведенные на этом рисунке, показывают пример изменения напряжения в цепях *I—IV* во время работы распределителя.

Процесс переключения электрических цепей будем называть движением распределителя. Отдельные состояния или положения распределителя, при которых происходит подключение тех или иных цепей или необходимое изменение напряжения (тока) в них, будем называть рабочими. В примерах, показанных на рис. 13-1, 13-2 и 13-3, распределители имеют четыре рабочих положения.

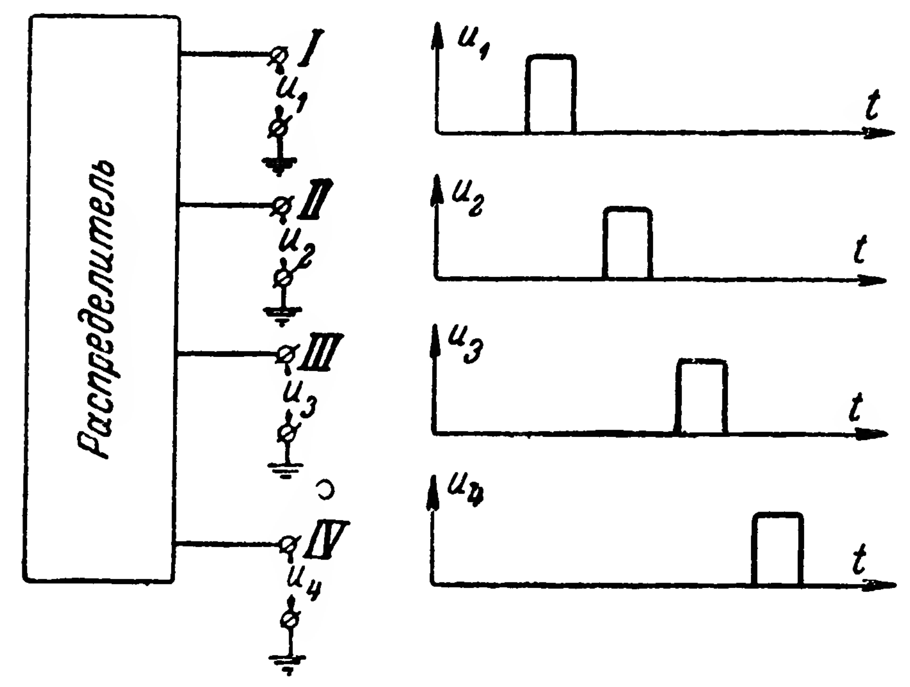


Рис. 13-3. Схема выходных цепей и временной график работы неконтактного распределителя.

В системах телеуправления и телеконтроля применяются три типа распределителей с различными способами управления их движением: а) шаговые; б) стартстопные; в) с непрерывным движением.

В шаговом распределителе переход из одного рабочего положения в другое совершается лишь в результате воздействия на него специальных импульсов, называемых импульсами движения. Шаговые распределители разделяются на одноходовые и двухходовые.

Одноходовые распределители бывают прямого и обратного хода.

Шаговый распределитель прямого хода совершает переход из данного рабочего положения в следующее во время действия импульса движения, а шаговый распределитель обратного хода — во время паузы между двумя импульсами движения. Каждый переход распределителя называется шагом.

Шаговый распределитель двойного хода (двухходовой) совершает один шаг в каждый импульс движения и один шаг в каждую паузу.

На рис. 13-4—13-6 изображены временные графики работы шаговых распределителей соответственно прямого, обратного и двойного хода. Ординаты *I—IV* в данном случае условно отражают положения контактов или величины напряжения (тока) в соответствующих цепях. В электромагнитных шаговых распределителях импульсы движения

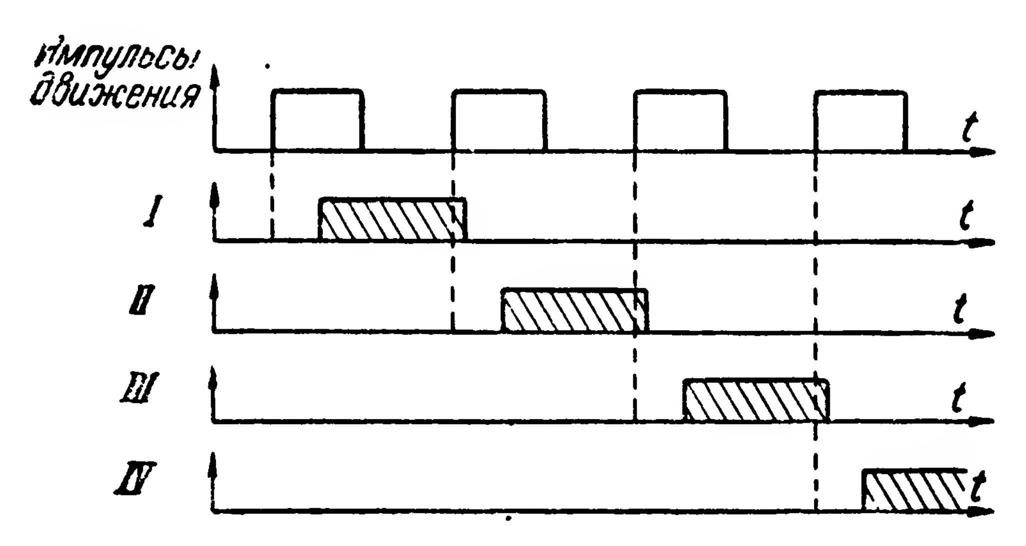


Рис. 13-4. Временной график работы шагового распределителя прямого хода.

подводятся к обмотке электромагнита, обеспечивающего вращение щеток или кулачкового механизма, в шаговых распределителях из электромагнитных реле — к обмоткам

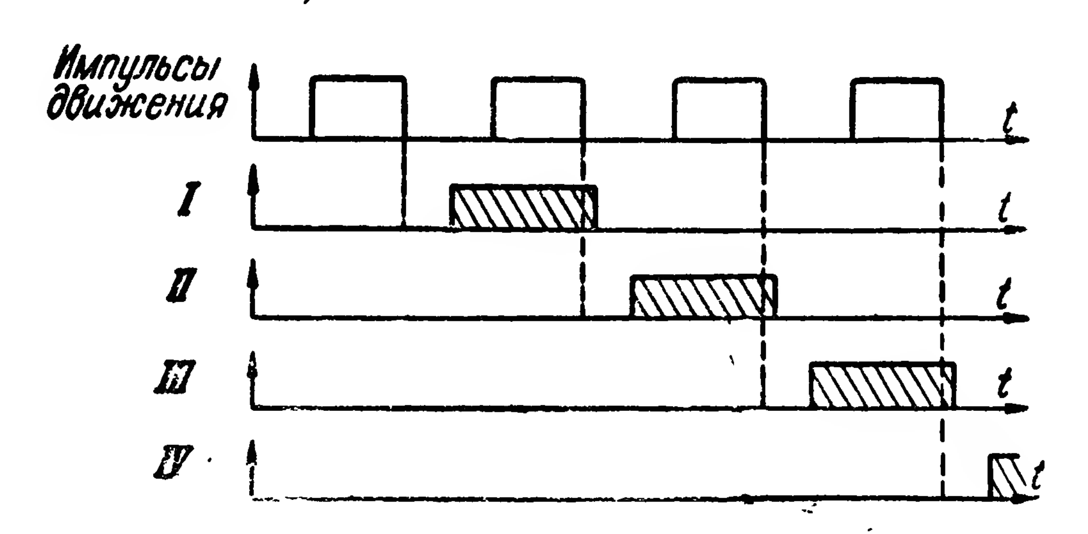


Рис. 13.5. Временной график работы шагового распределителя обратного хода.

соответствующих реле, в распределителях из ионных или электронных ламп — к управляющим сеткам и т. д.

С т а р т с т о п н ы й р а с п р е д е л и т е л ь работает таким образом, что при подаче на него специального, так называемого стартового импульса он приходит в движение, производит поочередное переключение всех цепей (проходит все рабочие положения), возвращается в исходное положение и останавливается. При подаче следующего стартового импульса указанный цикл работы повторяется. При-

мер временно́го графика работы стартстопного распределителя показан на рис. 13-7.

Распределитель с непрерывным движением, как указывает название, поочередно проходит все рабочие положения, так что воздействие на каждую цепь периодически повторяется. Управление движением этого распределителя сводится к регулированию (изменению) скорости и фазы этого движения.

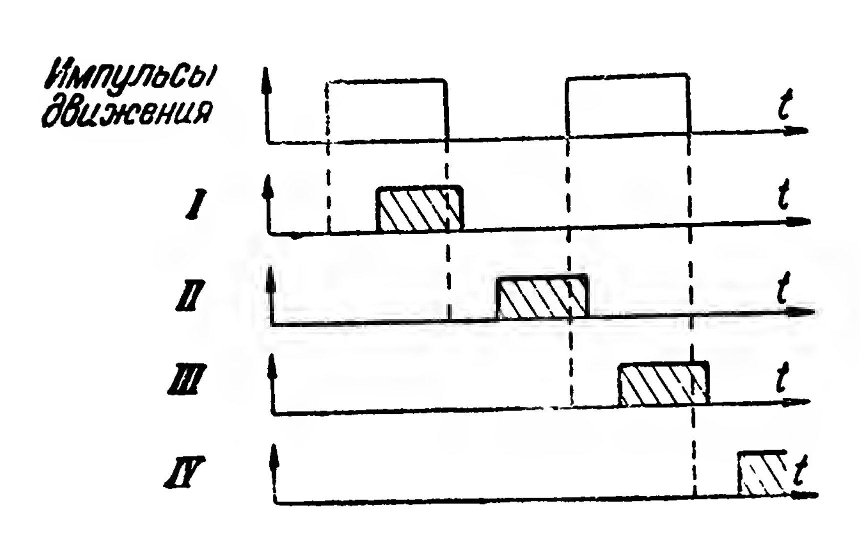


Рис. 13-6. Временной график работы шагового распределителя двойного хода.

Основными параметрами распределителей являются:

а) емкость—число рабочих положений (число поочередно переключаемых различных цепей);

б) скорость или частота переключений;

в) входные параметры: мощность импульсов движения или стартового импульса, входное сопротивление, допустимые пределы изменений коэффициента импульсов движения и др.;

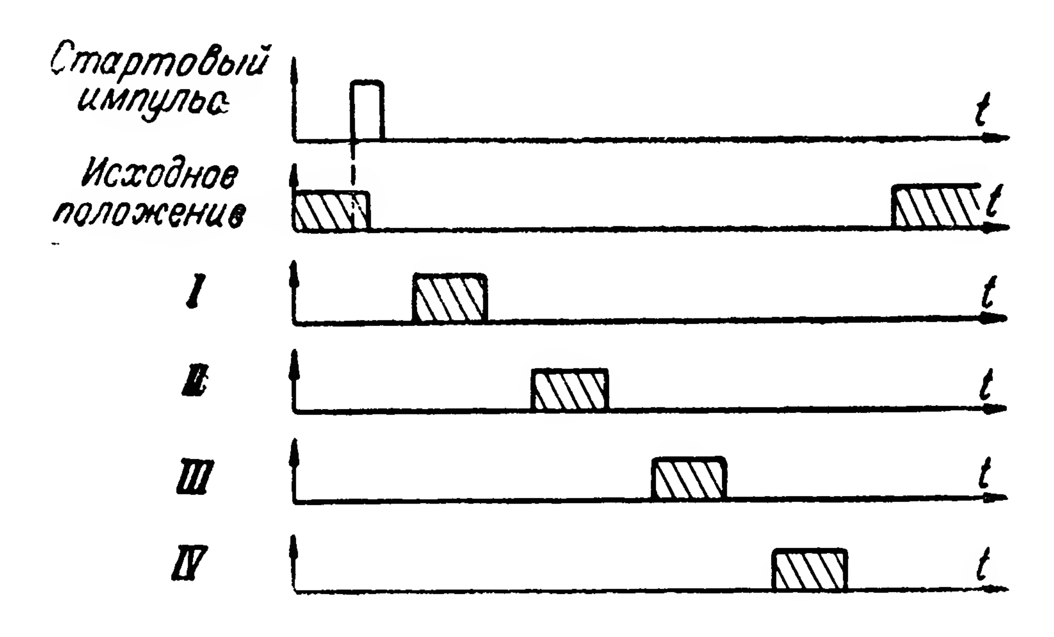


Рис. 13-7. Временной график работы стартстопного распределителя.

г) выходные параметры: разрывная мощность контактов, напряжение или ток выходных импульсов, выходные сопротивления и др.

Распределитель может представлять собой конструктивно единое устройство (аппарат), как, например, шаговый электромагнитный распределитель (искатель), старт-

стопный распределитель с моторным приводом, электронно-лучевые распределители и др. Описание, анализ работы и расчет таких распределителей излагаются в литературе по элементам аппаратуры [Л. 72].

Ниже рассматриваются лишь так называемые схемные распределители, которые собираются из однородных типовых элементов:

электромагнитных реле;

магнитных реле и гистерезисных элементов;

ионных, электронных и полупроводниковых реле;

одновибраторов и линий задержки,

а также распределители с пилообразным и многофазным времязадающим напряжением.

В системах телеуправления и телеконтроля широко используются как аппаратные, так и схемные распределители.

б) Задачи, решаемые распределителями в кодирующих устройствах

Основной задачей распределителя в кодирующем устройстве является обеспечение передачи по одному каналу связи сигнала, состоящего из поочередно передаваемых посылок, признаки которых определяются напряже-

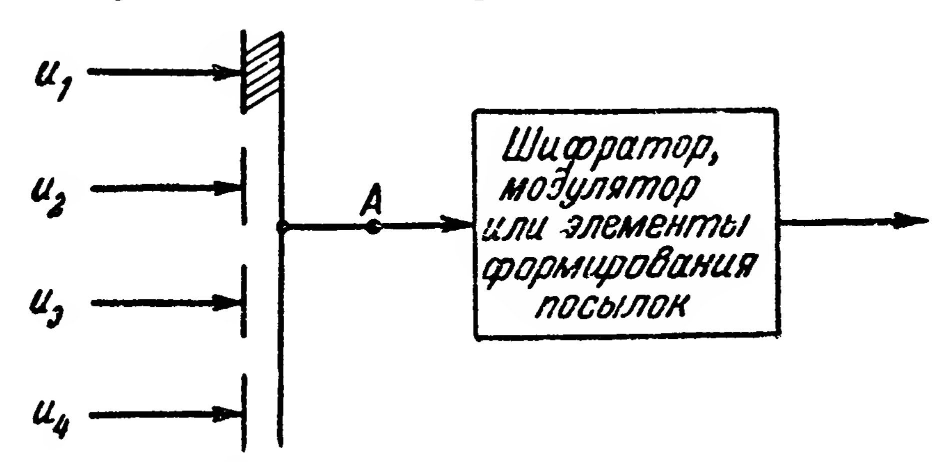


Рис. 13-8. Функциональная схема включения распределителя в кодирующем устройстве.

ниями (токами), действующими в различных цепях этого устройства.

На рис. 13-8 и 13-9 приведены примеры схем, иллюстрирующие выполнение этой задачи контактным и неконтактным распределителями. Напряжения u_1, u_2, u_3 и u_4 могут содержать уже сформированные кодовые признаки, как, например, полярность, амплитуду, частоту или фазу.

При движении контактного распределителя в схеме на рис. 13-8 напряжения $u_1 \dots u_4$ поочередно действуют в це-

пи A, тем самым формируются поочередно передаваемые посылки с различными кодовыми признаками. Последующие элементы могут формировать защитные или другие признаки посылок.

Напряжения $u_1 \dots u_4$ могут воздействовать также и на шифратор или модулятор, устанавливающие то или иное значение кодового признака посылки в зависимости от величины действующего на него напряжения.

Схема, приведенная на рис. 13-9, работает аналогично и отличается от схемы на рис. 13-8 лишь тем, что в ней

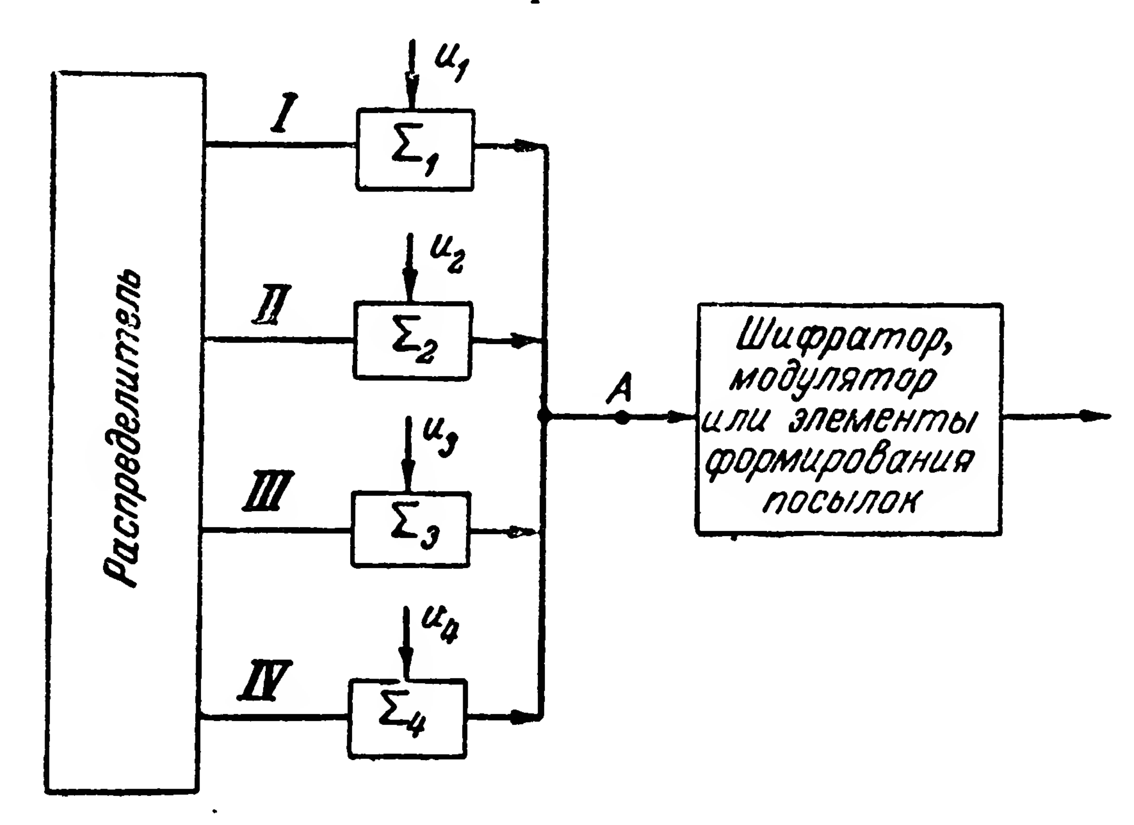


Рис. 13-9. Вариант функциональной схемы включения распределителя в кодирующем устройстве.

напряжение в цепь A поступает с выходов суммирующих схем (Σ).

Напряжение на выходе суммирующей схемы Σ_1 образуется лишь при одновременном воздействии на ее входные цепи напряжения u_1 и напряжения в цепи I распределителя. Аналогично работают и другие суммирующие схемы. При необходимости обеспечить неискаженную передачу напряжений $u_1 \dots u_4$ к цепи A в качестве суммирующих схем $\Sigma_1 \dots \Sigma_4$ могут использоваться ключевые суммирующие схемы (см. § 7-2,е).

В схеме на рис. 13-9 могут использоваться контактные и неконтактные распределители.

Кроме решения указанной основной задачи, распределители в кодирующем устройстве используются для счета числа импульсов в шифраторах числа импульсов (см. § 16-4) и преобразователях числа импульсов в длительность посылок (см. § 11-6,г).

Для счета числа импульсов применяются шаговые распределители. Схемы счета собираются таким образом, что в исходном состоянии распределитель занимает некоторое определенное положение. При последующей подаче на этот распределитель нескольких импульсов движения номер цепи, на которую воздействует распределитель, должен соответствовать числу этих импульсов.

в) Задачи, решаемые распределителями в декодирующих устройствах

Основной задачей распределителя в декодирующем устройстве является обеспечение воздействий поочередно передаваемых по одному каналу связи посылок сигнала сообщения на различные цепи этого устройства.

Работа контактного распределителя, выполняющего указанную задачу, иллюстрируется схемой на рис. 13-10.

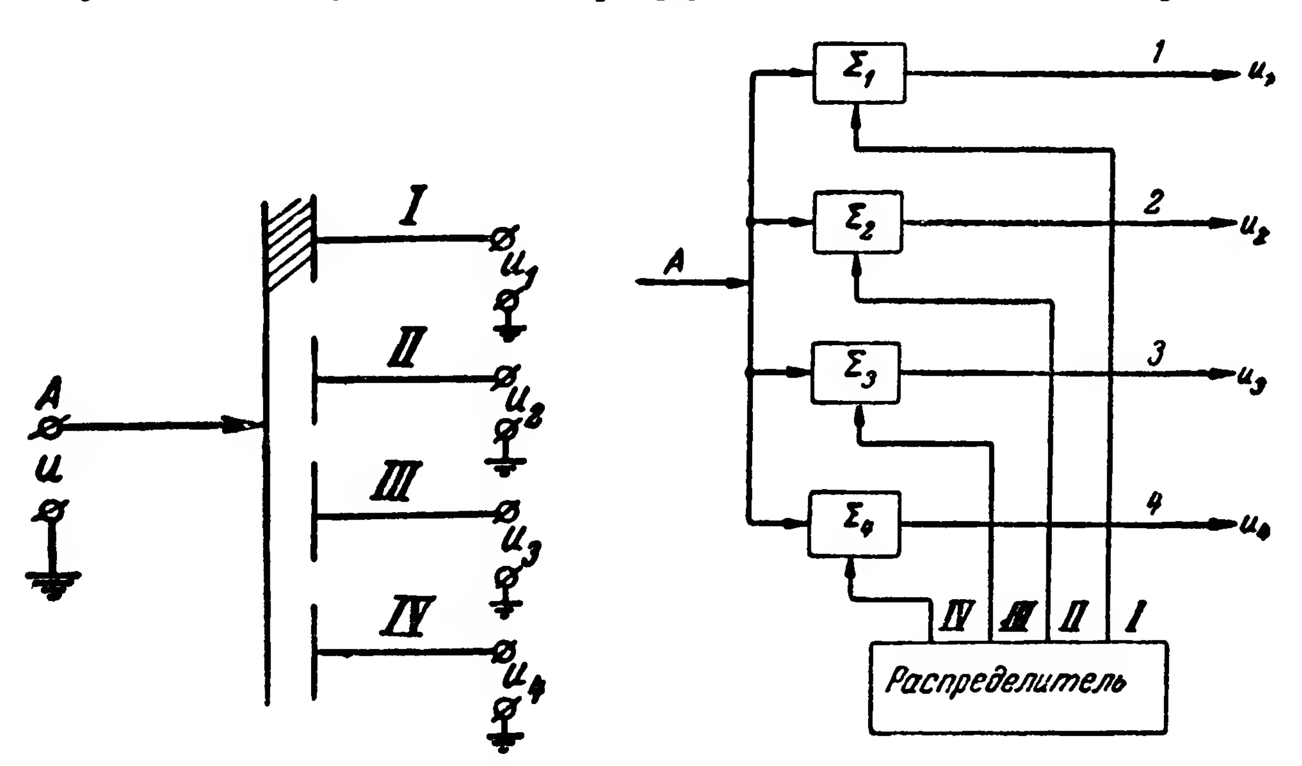


Рис. 13-10. Функциональная схема включения распределителя в декодирующем устройстве.

Рис. 13-11. Вариант функциональной схемы включения распределителя в декодирующем устройстве.

В этой схеме цепь A поочередно подключается распределителем к цепям I—IV.

Если время пребывания распределителя в каждом рабочем положении будет согласовано с длительностью поочередно передаваемых по цепи A посылок, то различные посылки $u=u_1 \dots u=u_4$ будут воздействовать на различные цепи декодирующего устройства. Для установления однозначного соответствия номера посылки в сигнале сообщения и номера цепи, на которую она воздействует, необхо-

димо обеспечить синфазное движение распределителей декодирующего и кодирующего устройств.

Схема на рис. 13-11 может работать с неконтактным и контактным распределителями; она отличается тем, что в ней действие поочередно передаваемых посылок передается из общей цепи *А* в раздельные цепи *1—4* через суммирующие схемы Σ_1—Σ_4.

Суммирующая схема Σ_1 работает таким образом, что воздействие из цепи *А* передается в цепь *1* лишь при наличии импульса напряжения (тока) в цепи *I* распределителя. Аналогично работают остальные суммирующие схемы. В схеме на рис. 13-11, так же как и в схеме на рис. 13-9, для неискаженной передачи посылок из общей цепи *А* в соответствующую раздельную цепь могут использоваться ключевые суммирующие схемы.

Работая совместно, распределители кодирующего и декодирующего устройств решают задачу селекции посылок сигнала сообщения по их временно́му положению.

13-2. Распределители с электромагнитными реле

а) Общие сведения

В этих распределителях поочередное переключение электрических цепей производится с помощью реле, так что каждое рабочее положение распределителя фиксируется срабатыванием или отпусканием одного из реле. В дальнейшем эти реле будем называть реле счета. Кроме них, в схеме бывает необходимо иметь еще несколько дополнительных реле или других элементов, обеспечивающих необходимую очередность работы реле счета.

Максимальная скорость работы релейного распределителя лимитируется временны́ми параметрами реле. Время срабатывания и отпускания нейтральных электромагнитных реле, как известно, достаточно велико (4—10 *мсек*), и потому распределители с этими реле могут работать со скоростью не более 60 шагов в секунду.

Распределители с электромагнитными реле применяются обычно лишь как шаговые.

В схемных распределителях с непрерывным движением контактные реле не применяются, ибо распределители с такими реле не могут удовлетворить предъявляемых к ним требований в отношении скорости и надежности работы.

б) Двухходовой шаговый распределитель с однополярными импульсами движения

В двухходовых шаговых распределителях с однополярными импульсами движения реле счета должны срабатывать в каждый импульс и в каждую паузу. Необходимую очередность работы этих реле можно обеспечить путем разделения цепей питания обмоток реле счета таким образом, что реле счета импульса, сработав, готовит цепь включения реле счета очередной паузы; последнее, срабо-

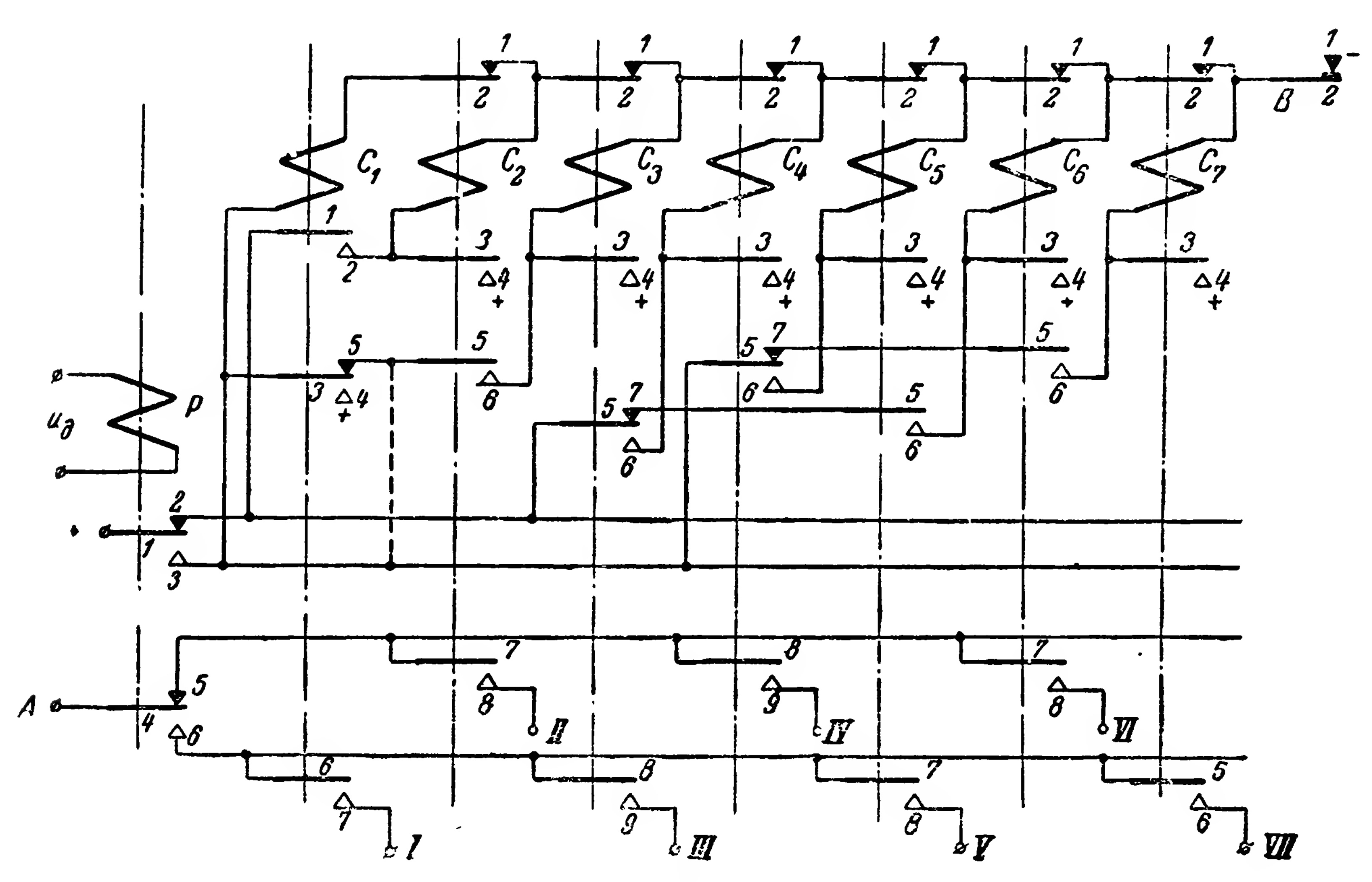


Рис. 13-12. Схема двухходового шагового распределителя с электромагнитными реле.

тав, готовит цепь включения реле счета очередного импульса и т. д.

Пример схемы такого распределителя показан на рис. 13-12. Распределитель состоит из входного реле P, к которому подводятся импульсы движения $u_д$, нечетных реле счета импульсов C_1, C_3, C_5, C_7 и четных реле счета пауз C_2, C_4, C_6. При срабатывании каждого счетного реле производится подключение соответствующей цепи к выводу A. Кроме того, схема содержит контакты *1*, *2* элемента B, обеспечивающего возврат распределителя в исходное состояние.

В исходном состоянии все реле находятся в положении покоя, и цепи *I—VII* от вывода A отключены.

При подаче первого импульса движения $u_д$ срабатывает реле P, которое размыкает свои контакты *1,2*, и *4,5* и замыкает контакты *1,3* и *4,6*.

С замыканием контактов *1,3* P обмотка реле C_1 получает питание по цепи [1]

$(+)—1,3P—C_1—2,1C_2—2,1C_3—2,1C_4—2,1C_5—2,1C_6—2,1C_7—2,1B—(—)$.

Реле C_1 срабатывает, размыкает свои контакты *3,5* и замыкает контакты *1,2*; *3,4* и *6,7*. С замыканием контактов *3,4* реле C_1 самоблокируется, обмотка его получает питание помимо контактов входного реле P по цепи

$(+)—4,3C_1—C_1—2,1C_2 ... 2,1C_7—2,1B—(—)$.

Замыканием контактов *1,2* C_1 подготавливается к включению реле счета первой паузы C_2. Питание к обмотке этого реле не подключается, так как во время импульса движения контакт *1* реле P замкнут на контакт *3*.

Контактами *6,7* реле C_1 к выводу A подключается цепь I. При этом образуется цепь

$A—4,6P—6,7C_1—I$.

С окончанием первого импульса движения и наступлением первой паузы реле P отпускает. При этом его контакты *1,3* и *4,6* размыкаются, а контакты *1,2* и *4,5* замыкаются. С размыканием контактов *4,6* P цепь I отключается от вывода A. Реле C_1 остается в рабочем положении, получая питание по цепи самоблокировки. С замыканием контактов *1,2* P обмотка реле C_2 получает питание по цепи

$(+)—1,2P—1,2C_1—C_2—2,1C_3 ... 2,1C_7—2,1B—(—)$.

Реле C_2 срабатывает, замыкает свои контакты *3,4*; *5,6* и *7,8* и размыкает контакты *1,2*. При этом реле C_2 самоблокируется по цепи

$(+)—4,3C_2—C_2—2,1C_3 ... 2,1C_7—2,1B—(—)$.

Замыканием контактов *5,6* C_2 подготавливается к включению реле C_3; питание к обмотке этого реле во время паузы не подается, так как в это время контакт *1* реле P замкнут на контакт *2*. Контактами *7,8* реле C_2 к выводу A подключается цепь II ($A—4,5P—7,8C_2—II$).

С размыканием контактов *2,1* C_2 теряет питание и отпускает реле C_1.

С приходом второго импульса движения вновь срабатывает реле P; при этом его контакты *4,5*, размыкаясь,

---

[1] Правила записи цепей питания обмоток реле или электромагнитов изложены в приложении 1, п. „в".

отключают цепь *II* от вывода *А*, а его контакты *1,3*, замыкаясь, подключают питание к обмотке реле C_3 по цепи

$(+)—1{,}3P—3{,}5C_1—5{,}6C_2—C_3—2{,}1C_4 \dots 2{,}1C_7—2{,}1B—(—)$. Реле C_3 срабатывает, самоблокируется, подключает цепь *III* к выводу *А* и отключает питание от обмотки C_2. При воз-

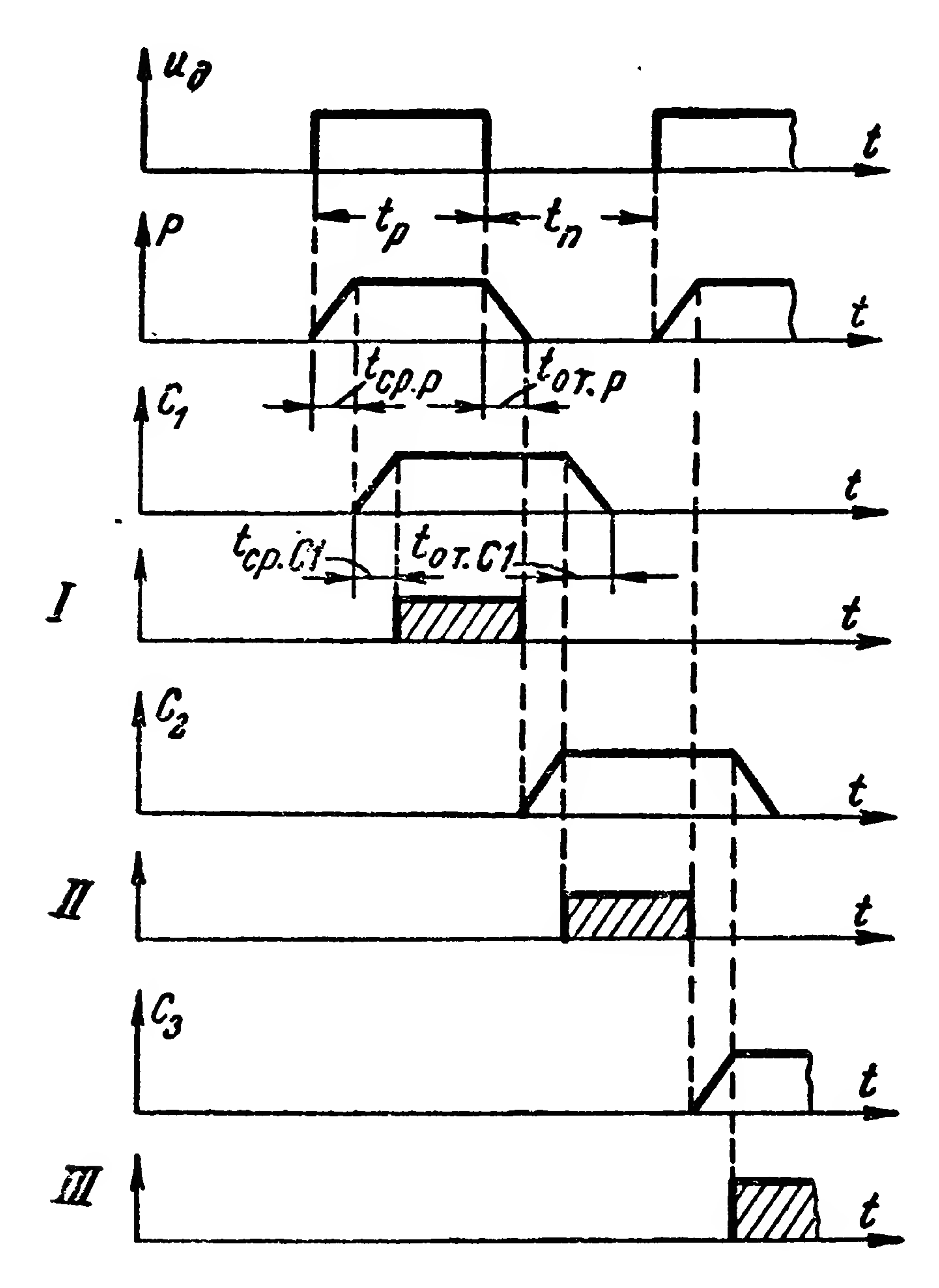


Рис. 13-13. Временной график работы схемы на рис. 13-12.

действии последующих пауз и импульсов движения схема работает аналогично.

На рис. 13-13 приведен временной график работы распределителя, собранного по схеме на рис. 13-12. Из графика видно, что длительность импульсов движения должна удовлетворять требованию

$$t_р > t_{ср.Р} + t_{ср.С} + t_{от.С},$$

а длительность паузы

$$t_п > t_{от.Р} + t_{ср.С} + t_{от.С},$$

где $t_{ср\,Р}$ и $t_{от.Р}$ — значения времени срабатывания и отпускания реле P;

$t_{ср\,С}$ и $t_{от\,С}$ — значения времени срабатывания и отпускания счетного реле.

Контакты *3,5* C_1 (рис. 13-12) служат для того, чтобы в промежуток времени $t_{от.С_1}$, когда реле C_2 сработало, а реле C_1 еще не отпустило, не подавалось питание на обмотку реле C_3, как это имело бы место, если бы контакт *5* реле C_2 был непосредственно соединен с контактом *3* реле P, как это показано на рис. 13-12 пунктиром.

Аналогичную задачу выполняют контакты *5,7* C_3 и C_4.

С размыканием контактов *1,2* B обмотки всех реле счета теряют питание, реле отпускают и схема распределителя возвращается в исходное положение.

в) Двухходовой шаговый распределитель с двухполярными импульсами движения

Для работы шаговых распределителей могут использоваться двухполярные импульсы движения прямоугольной или синусоидальной формы (рис. 13-14). Использование двухполярных импульсов движения позволяет уменьшить искажения их длительности в канале связи и построить схему распределителя с бесконтактным разделением цепей реле счета смежных импульсов. Пример схемы такого распределителя приведен на рис. 13-15.

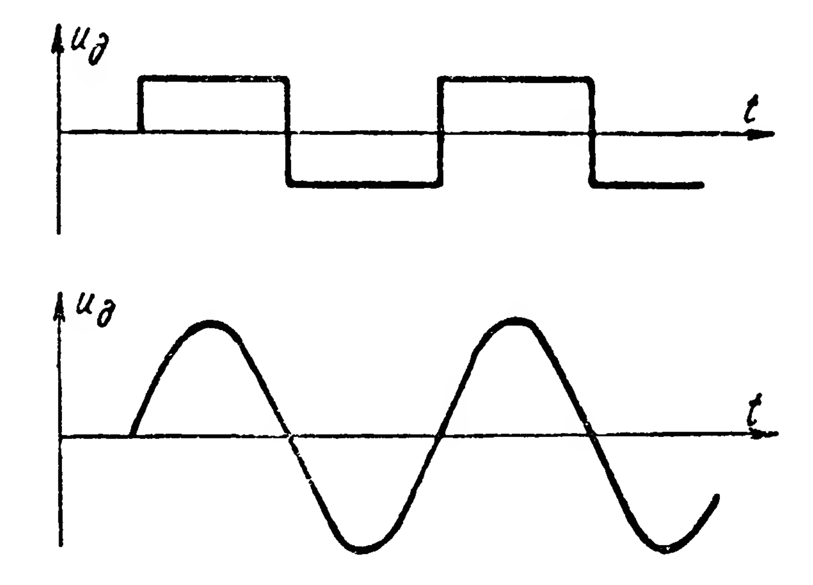


Рис. 13-14. Графики изменения во времени напряжения двухполярных импульсов движения.

При подаче на первичную обмотку трансформатора $Tр$ двухполярных импульсов знаки напряжений на проводах R и S будут попеременно изменяться. С воздействием первого импульса с положительной полярностью на проводе R получает питание обмотка a реле C_1 по цепи

(+) R—B—обмотка a реле C_1—(—) 0.

Реле C_1 срабатывает и замыкает свои контакты *1,2*; *3,4* и *5,6*. При этом замыканием контактов *1,2* подготавливается

цепь питания обмотки *а* реле C_2, а замыканием контактов *3,4* образуется цепь самоблокировки реле C_1

. (+)—2,1*Воз.*—обмотка *б* реле C_1—3,4C_1—5,6C_2—(—). Контактами *5,6* C_1 цепь *I* подключается к общему выводу *А*.

При изменении полярности напряжения на проводах *R* и *S* образуется цепь питания обмотки *а* реле C_2

(+)*S*—1,2C_1—*В*—обмотка *а* реле C_2—(—) 0.

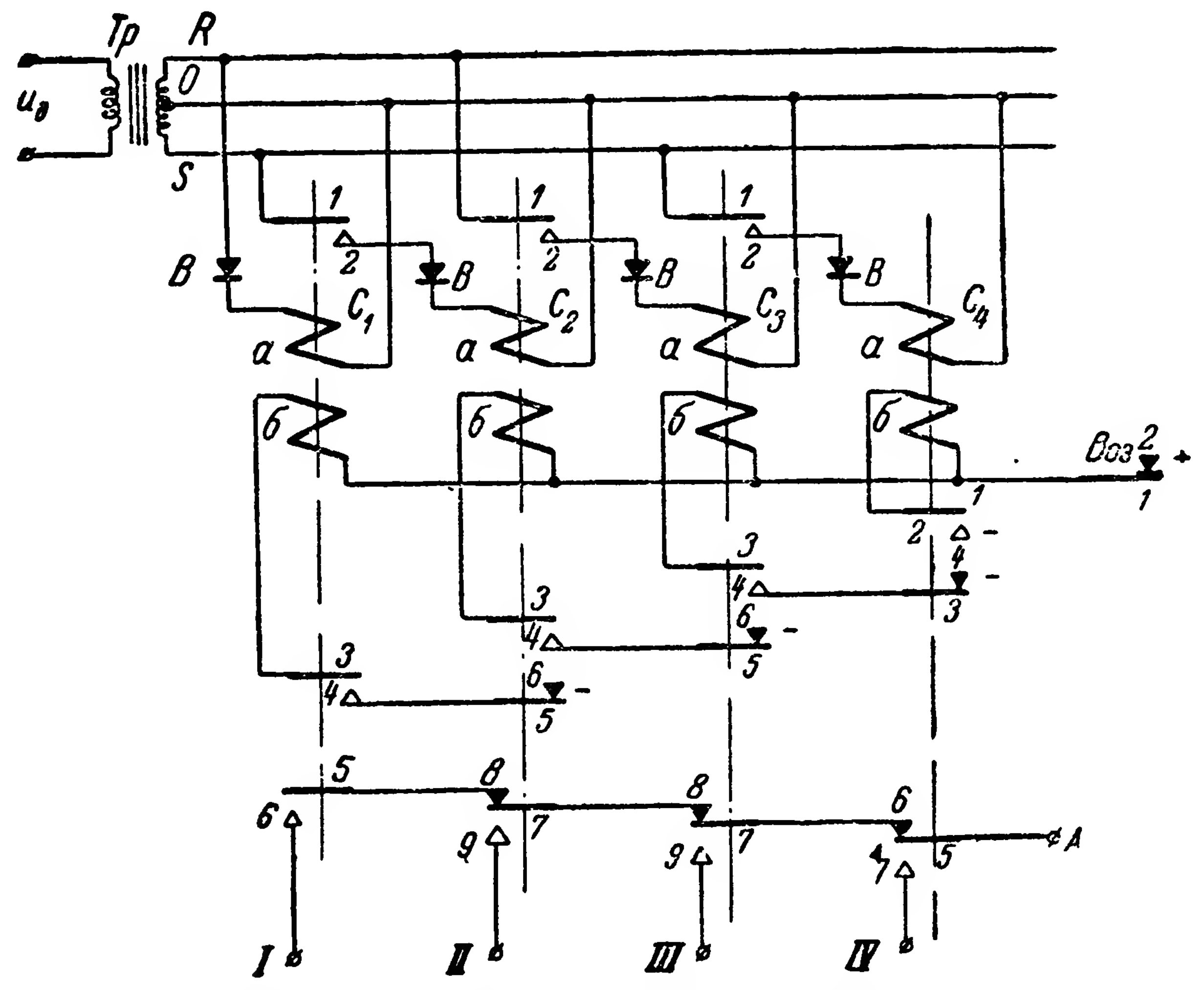


Рис. 13-15. Схема шагового распределителя с электромагнитными реле, работающая от двухполярных импульсов движения.

Реле C_2 срабатывает, замыкает контакты *1,2*; *3,4* и *7,9* и размыкает контакты *5,6* и *7,8*. При этом замыканием контактов *1,2* подготавливается цепь питания реле C_3, а контакты *3,4* замыкают цепь самоблокировки реле C_2 по обмотке *б*. С размыканием контактов *5,6* C_2 разрывается цепь самоблокировки реле C_1, и оно отпускает. Переключающими контактами *7*, *8*, *9* C_2 от вывода *А* отключается цепь *I* и подключается цепь *II*. Таким образом, при каждой последующей смене полярности на проводах *R* и *S* срабатывает очередное счетное реле.

Когда напряжение положительно на проводе *R*, срабатывает нечетное реле, а когда напряжение положительно на проводе *S*, — четное.

г) Одноходовой шаговый распределитель

В схемах одноходовых шаговых распределителей наиболее важным является способ разделения цепей питания обмоток реле счета, срабатывающих во время действия смежных импульсов движения или пауз между этими импульсами. Имеется несколько способов разделения цепей смежных реле счета. Наибольшее применение находит

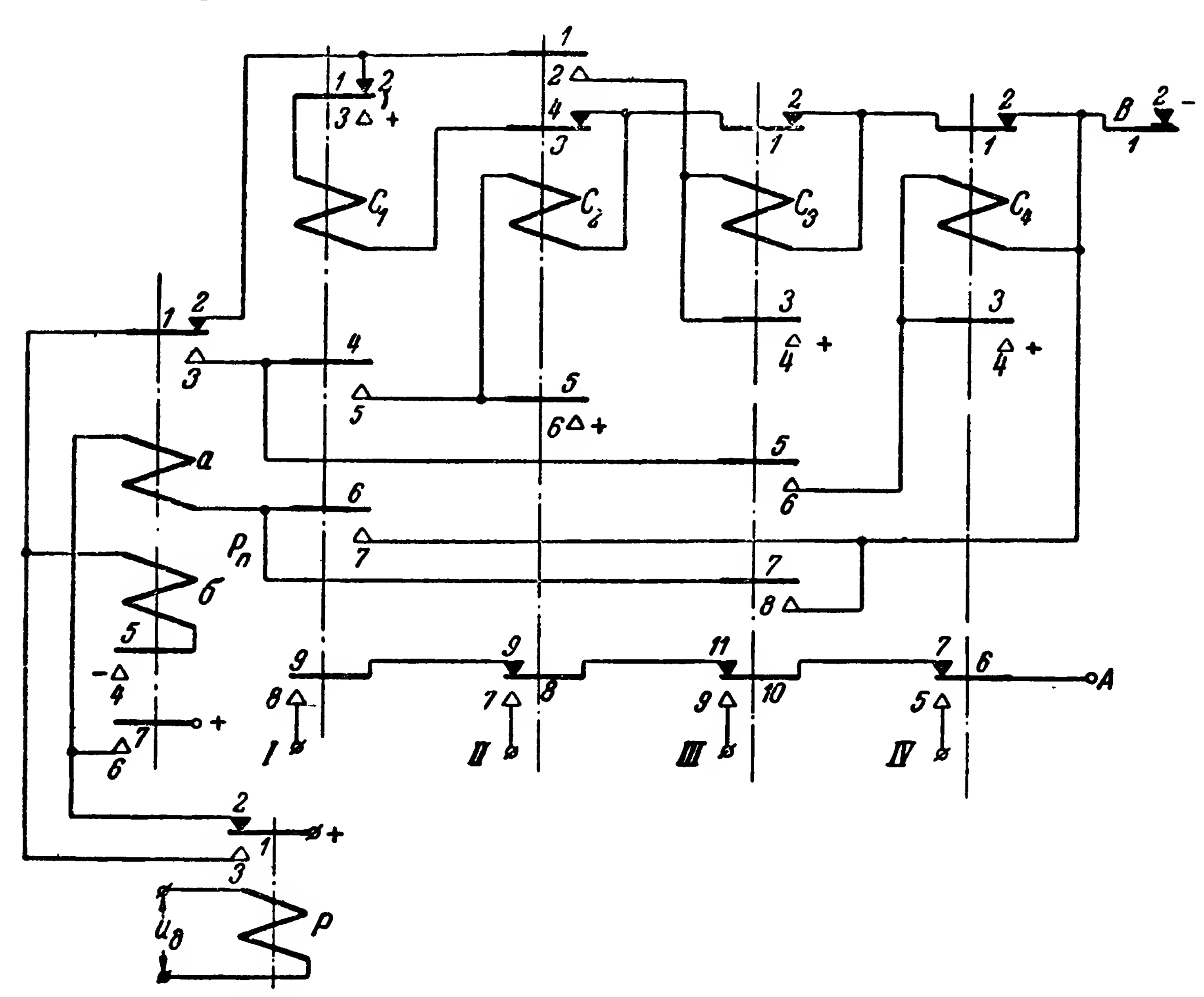


Рис. 13-16. Схема шагового распределителя прямого хода с электромагнитными реле.

разделение с помощью дополнительного, так называемого разделяющего реле.

На рис. 13-16 приведен пример схемы распределителя прямого хода с разделяющим реле.

Схема состоит из входного реле *P*, реле счета $C_1 \ldots C_4$ и разделяющего (переключающего) реле $P_п$, имеющего две обмотки: *а* и *б*.

Работа схемы основана на том, что при приеме серии импульсов движения разделяющее реле срабатывает в нечетные паузы и отпускает в четные; тем самым разделяются цепи реле счета нечетных и четных импульсов.

В свою очередь реле счета нечетных импульсов подготавливают разделяющее реле к срабатыванию в нечетные паузы, а реле счета четных импульсов — к отпусканию в четные паузы.

В исходном положении до приема импульсов все реле находятся в состоянии покоя.

При поступлении первого импульса движения реле *Р* срабатывает, размыкает свои контакты *1,2* и замыкает контакты *1,3*. С замыканием контактов *1,3* получает питание реле C_1 по цепи (+)—1,3*Р*—1,2 $Р_п$—2,1C_1—C_1—3,4C_2—1,2C_3—1,2C_4—1,2*В*—(—). Получив питание, реле C_1 срабатывает. При этом оно замыкает свои контакты *1,3*; *4,5*; *6,7* и *8,9* и размыкает контакты *1,2*.

С замыканием контактов *1,3* реле C_1 самоблокируется, обмотка его получает питание по цепи (+)—3,1C_1—C_1—3,4C_2—1,2C_3—1,2C_4—1,2*В*—(—). Замыканием контактов *4,5*C_1 подготавливается цепь реле счета второго (четного) импульса C_2, а замыканием контактов *6,7* C_1 подготавливается цепь обмотки *а* реле $Р_п$. Контактами *8,9* цепь *I* подключается к выводу *А*.

С окончанием первого импульса и наступлением первой паузы реле *Р* отпускает. При этом его контакты *1,3* размыкаются, а контакты *1,2* замыкаются. С размыканием контактов *1,3* в схеме ничего не меняется, так как реле C_1 самоблокировано. С замыканием же контактов *1,2* получает питание обмотка *а* реле $Р_п$ по цепи (+)—1,2*Р*—обмотка *а*—6,7C_1—1,2*В*—(—). Реле $Р_п$ срабатывает, размыкает свои контакты *1,2* и замыкает контакты *1,3*; *4,5* и *6,7*. С замыканием контактов *4,5* подготавливается цепь питания обмотки *б* реле $Р_п$, а с замыканием контактов *6,7* обмотка *а* самоблокируется по цепи (+)—7,6 $Р_п$—обмотка *а*—6,7C_1—1,2*В*—(—).

По окончании первой паузы, т. е. с поступлением второго импульса, вновь срабатывает реле *Р*. При этом размыкаются его контакты *1,2* и замыкаются контакты *1,3*.

Размыканием контактов *1, 2 Р* отключается первоначальная цепь питания обмотки *а* реле $Р_п$, но это никаких изменений в схеме не вызовет, ибо реле $Р_п$ самоблокировано. С замыканием контактов *1, 3 Р* получает питание обмотка реле C_2 по цепи (+)—1,3 *Р*—1,3 $Р_п$—4,5C_1—C_2—1,2C_3—1,2C_4—1,2*В*—(—).

Реле C_2 срабатывает, размыкает свои контакты *3*, *4* и *8*, *9* и замыкает контакты *1*, *2*; *5*, *6* и *7*, *8*. С замыканием контактов *1*, *2* C_2 подготавливается цепь реле C_3. С замыканием контактов *5*, *6* реле C_2 самоблокируется, а его контактами *7*, *8* цепь *II* подключается к выводу *А*. С размыканием контактов *3*, *4* разрывается цепь питания обмотки реле C_1, и оно отпускает. При этом размыкаются его контакты *1*, *3*; *4*, *5*; *6*, *7* и *8*, *9* и замыкаются контакты *1*, *2*. С размыканием контактов *4*, *5* C_1 отключается первоначальная цепь питания реле C_2. Однако это также никаких последствий не вызывает, так как реле C_2 самоблокировано.

С размыканием контактов *6*, *7* C_1 разрывается цепь питания обмотки *а* реле $P_п$, однако реле $P_п$ остается в рабочем состоянии, так как его вторая обмотка *б* получает питание по цепи (+) — 1,3 P — обмотка *б* — 5,4 $P_п$ — (—).

С окончанием второго импульса и наступлением второй паузы реле P отпускает. С размыканием его контактов *1*, *3* теряет питание обмотка *б* реле $P_п$, которое отпускает и при этом замыкает свои контакты *1*, *2* и размыкает все остальные. С размыканием контактов *1*, *3* $P_п$ разрывается цепь включения реле счета четных импульсов, а с замыканием его контактов *1*, *2* вновь подготавливается цепь включения реле счета нечетных импульсов. С размыканием контактов *4*, *5* и *6*, *7* $P_п$ отключаются (+) блокировки от обмотки *а* и (—) от обмотки *б* этого реле. Это никаких последствий не вызывает, так как цепи питания этих обмоток были разорваны уже ранее. С приходом третьего импульса и срабатыванием реле P получает питание реле C_3 по цепи (+) — 1, 3P — 1, 2$P_п$ — 1, 2C_2 — C_3 — 1, 2C_4 — 1, 2B — (—). Реле C_3 срабатывает, размыкает свои контакты *1*, *2* и *10*, *11* и замыкает все остальные; при этом с размыканием контактов *1*, *2* разрывается цепь питания обмотки реле C_2. С замыканием контактов *3*, *4* реле C_3 самоблокируется, подключая к своей обмотке плюс помимо контактов реле P, $P_п$ и C_2.

С замыканием контактов *5*, *6* C_3 подготавливается цепь включения реле C_4, а контактами *7*, *8* C_3 вновь подготавливается к включению обмотка *а* реле $P_п$. Переключающие контакты *9*, *10*, *11* C_3 отключают от вывода *А* цепь *II* и подключают к нему цепь *III*. Реле C_2, потеряв питание, отпускает, замыкает свои контакты *3*, *4* и *8*, *9* и размы-

кает все остальные. При этом действие контактов реле C_2 аналогично действию контактов реле C_1 при его отпускании, за исключением того, что на цепь обмотки *а* реле $P_п$ контакты реле C_2 не воздействуют.

С окончанием третьего импульса и отпусканием реле *P* замыкаются его контакты *1*, *2* и получает питание обмотка *а* реле $P_п$ по цепи (+) — *1*, *2* *P*, обмотка *а* реле $P_п$ — 7, 8C_3 — 1, 2*B* — (—).

Реле $P_п$ срабатывает и производит те же переключения, что и в первую паузу. С поступлением четвертого

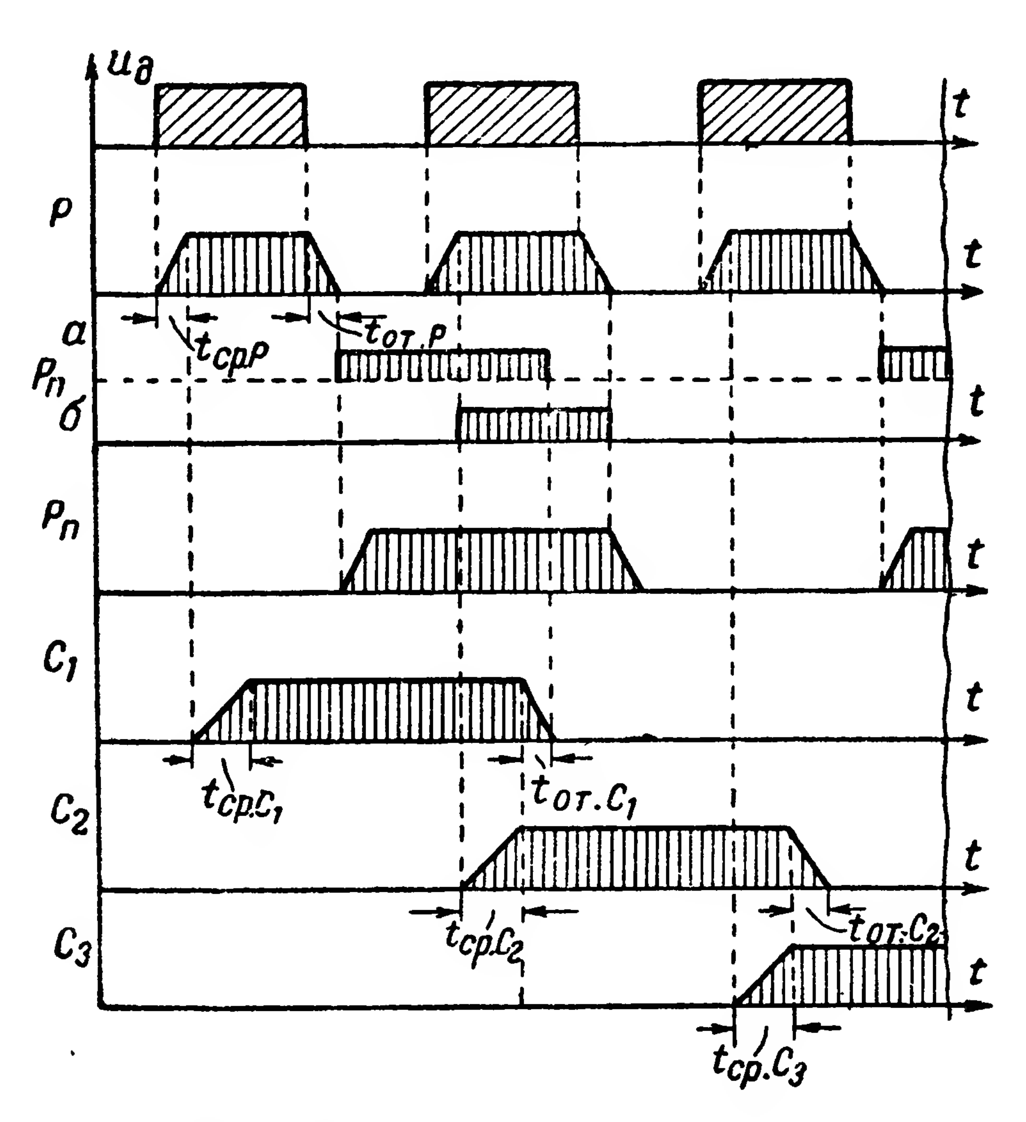


Рис. 13-17. Временной график работы схемы на рис. 13-16.

импульса схема работает так же, как и при поступлении второго; при этом срабатывает реле C_4 и отпускает реле C_3.

Возврат схемы в исходное положение может производиться размыканием контактов *1,2 B*.

На рис. 13-17 изображен временной график работы рассматриваемой схемы. Из этого графика можно видеть последовательность работы отдельных элементов и сформулировать требования, которые нужно соблюсти при выборе временны́х параметров реле.

Контакты *1,2* C_1 (рис. 13-16) служат для того, чтобы в промежуток времени $t_{отC_1}$, когда реле C_2 сработало, а реле C_1 еще не отпустило, не подавалось питание на обмотку реле C_3, как это имело бы место, если бы контакт *1* реле C_1 был непосредственно соединен с контактом *2* реле $P_п$.

Построение распределителей различной емкости требует лишь изменения количества реле счета.

Аналогично могут быть построены и распределители обратного хода.

13-3. Общие сведения о распределителях с неконтактными реле. Распределители с магнитными гистерезисными элементами

а) Общие сведения

Схемные распределители с неконтактными реле или магнитными элементами по сравнению с распределителями с электромагнитными реле обладают значительно большей скоростью работы, высокой надежностью, а в ряде случаев и бо́льшим сроком службы.

Для построения таких распределителей могут быть использованы следующие нелинейные элементы:

а) дроссели и трансформаторы с насыщающимися сердечниками;

б) магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса;

в) ионные лампы;

г) электронные лампы;

д) полупроводниковые триоды.

Распределители с дроссельными и трансформаторными магнитными реле могут быть построены точно по таким же принципам, как и распределители с электромагнитными реле. Так как эти магнитные реле имеют примерно такие же временны́е параметры, как и электромагнитные, то скорость работы таких распределителей получается невысокой. По расходу питания распределители с магнитными реле являются менее экономичными, чем распределители с магнитными элементами с прямоугольной петлей гистерезиса и тиратронами с холодным катодом.

Распределители с магнитными элементами с прямоугольной петлей гистерезиса и тиратронами с холодным катодом отличаются тем, что для своей работы они тре-

буют ничтожно малого расхода источников питания. Скорость работы этих распределителей может измеряться несколькими тысячами шагов в секунду, срок службы весьма велик.

Распределители с электронными лампами менее экономичны, имеют сравнительно небольшой срок службы, но могут обеспечить весьма большую скорость работы, доходящую до 10^6 шагов в секунду.

Распределители с неконтактными реле строятся с различными способами управления их движением: шаговые, стартстопные и с непрерывным движением.

Стартстопные распределители и распределители с непрерывным движением с неконтактными реле или магнитными элементами с прямоугольной петлей гистерезиса могут быть построены на основе схем шаговых распределителей с этими же элементами. При этом применяется либо местный генератор импульсов движения, либо замедление реле счета по срабатыванию или отпусканию.

При использовании местного генератора импульсов движения в случае управления распределителем по стартстопному методу этот генератор в исходном положении не работает, а распределитель находится в так называемом стартовом (исходном) положении.

Стартовый импульс производит запуск генератора, который подает импульсы движения на распределитель. Для такого запуска может быть использовано, например, реле с самоблокировкой или двумя положениями покоя.

Шаговый распределитель начинает движение, переходя из одного рабочего положения в следующее. С приходом распределителя в последнее рабочее положение генератор импульсов останавливается (например, путем деблокировки реле запуска), а распределитель возвращается в исходное положение.

При непрерывном движении распределителя местный генератор мпульсов движения работает непрерывно, а шаговый распределитель собирается по так называемой кольцевой схеме. Последнее означает, что если распределитель имеет n рабочих положений, то реле счета n-го импульса (или паузы) готовит цепь срабатывания реле счета 1-го импульса и, таким образом, если распределитель приходит в положение n, то при подаче следующего импульса движения или с образованием следующей паузы распределитель переходит в положение *1* и затем работа его повторяется.

При использовании замедления по срабатыванию реле счета k-го импульса, сработав, создает условия для срабатывания реле счета $k+1$-го импульса; последнее, однако, срабатывает с некоторым замедлением, что и определяет время пребывания распределителя в положении k.

Аналогично может быть использовано время отпускания реле счета.

На практике большее применение нашли распределители с местным генератором импульсов движения. Преимуществом этих распределителей является то, что у них время пребывания в каждом рабочем положении и длительность одного цикла работы (обход всех рабочих положений) определяются параметрами и регулировкой лишь одного генератора импульсов, а у распределителей с использованием замедления реле счета по срабатыванию или отпусканию те же величины зависят от параметров и регулировки всех реле счета.

б) Распределители с магнитными элементами с прямоугольной петлей гистерезиса

Схемы распределителей с магнитными элементами с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ) могут быть с раздельными цепями смежных импульсов движения и общей цепью.

На рис. 13-18 приведена схема распределителя с раздельными цепями смежных импульсов движения. Нечетные импульсы движения $u_{д.н}$ подаются к зажимам *1*, *2* а четные $u_{д.ч}$ — к зажимам *3*, *4*.

Разделение цепей нечетных и четных импульсов движения может быть произведено различными способами.

При наличии серии однополярных или двухполярных импульсов движения $u_д$ простейшая схема с трансформатором на рис. 13-19 позволяет получить на зажимах *1*, *2* и *3*, *4* поочередно действующие в этим цепях импульсы положительной полярности. Так, например, при возрастании напряжения $u_д$ образуется импульс напряжения $u_{д.н}$ на зажимах *1*, *2*, а при убывании $u_д$ — импульс $u_{д.ч}$ на зажимах *3*, *4*. Таким образом, при однополярных или двухполярных импульсах движения $u_д$ распределитель (рис. 13-18) будет работать как двухходовой.

В случае частотного или фазового разделения посылок в сигнале сообщения импульсы движения $u_{д.н}$ и $u_{д.ч}$ могут

формироваться на выходе соответствующих частотных или фазовых дешифраторов (см. гл. 12 и 15).

Для разделения четных и нечетных импульсов движения может быть использован также распределитель на

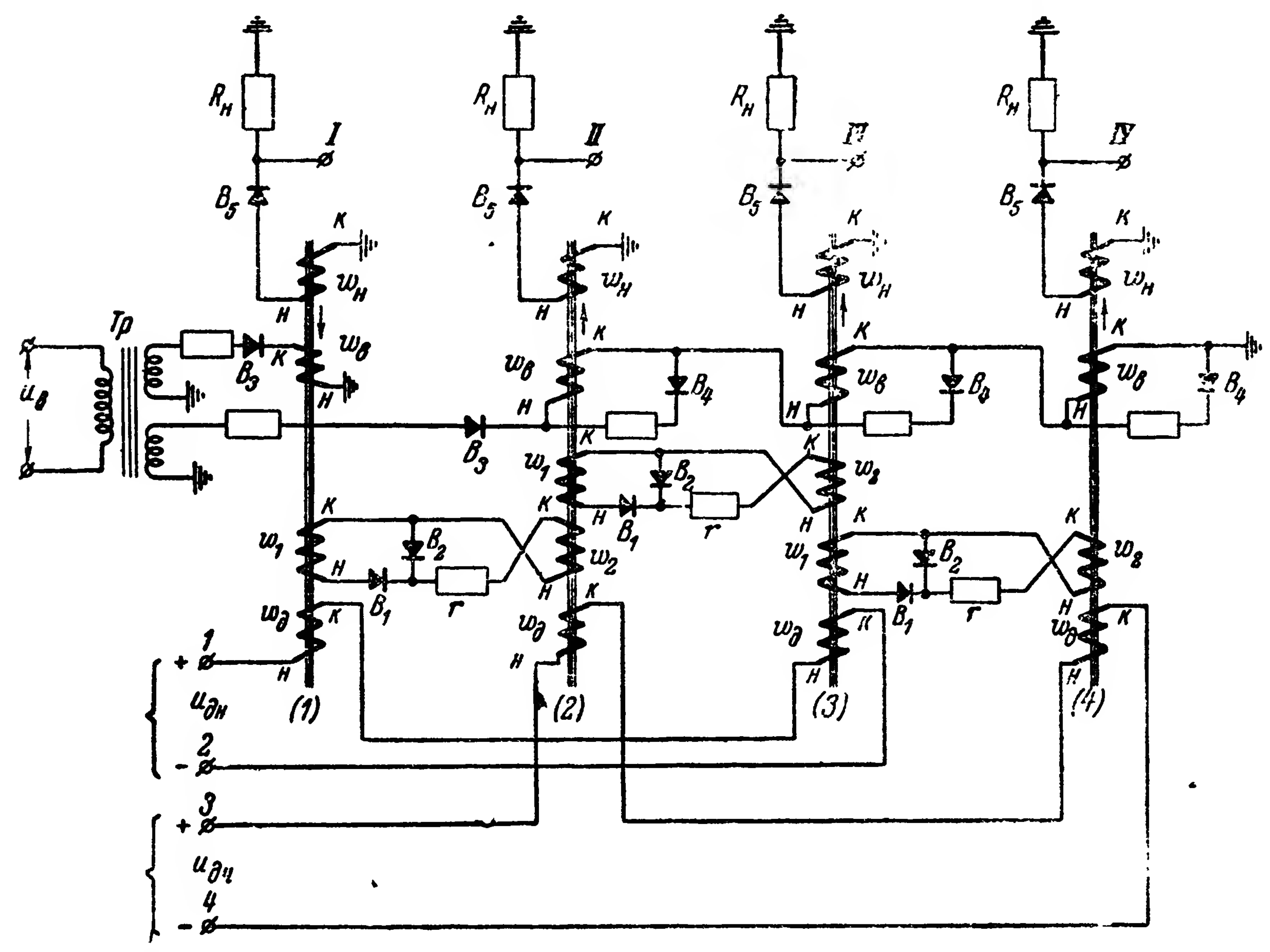


Рис. 13-18. Схема шагового распределителя с магнитными гистерезисными элементами с раздельными цепями четных и нечетных импульсов движения.

два рабочих положения, собранный по кольцевой схеме с общей цепью движения.

Схема распределителя на рис. 13-18 обеспечивает переключение четырех цепей (*I—IV*). Она состоит из четырех магнитных элементов, на которых располагается ряд обмоток, вентилей *В*, сопротивлений и трансформатора *Тр*.

В исходном положении остаточный магнитный поток в элементе (1) направлен «вниз», а во всех остальных элементах «вверх». Это состояние намагниченности иллюстрируется рис. 13-20.

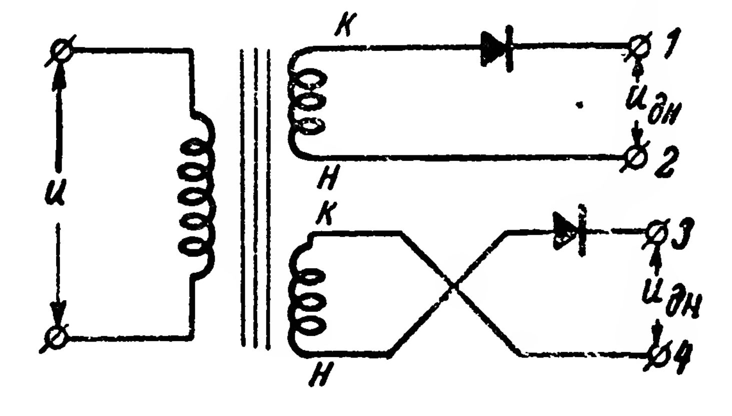


Рис. 13-19. Схема разделения цепей четных и нечетных импульсов движения с дифференцирующим трансформатором.

При подаче на зажимы *1,2* (рис. 13-18) первого импульса движения н. с., образуемая в обмотках $w_д$, в элементе (1) направлена в сторону, обратную направлению остаточного магнитного потока, а в элементе (3) в ту же сторону. В результате элемент (1) переключается вверх (перемагничивается), а состояние элемента (3) не изменяется.

При переключении элемента (1) вверх в обмотках $w_н$ и w_1 образуются э. д. с., направленные от *к* к *н*. Электро-

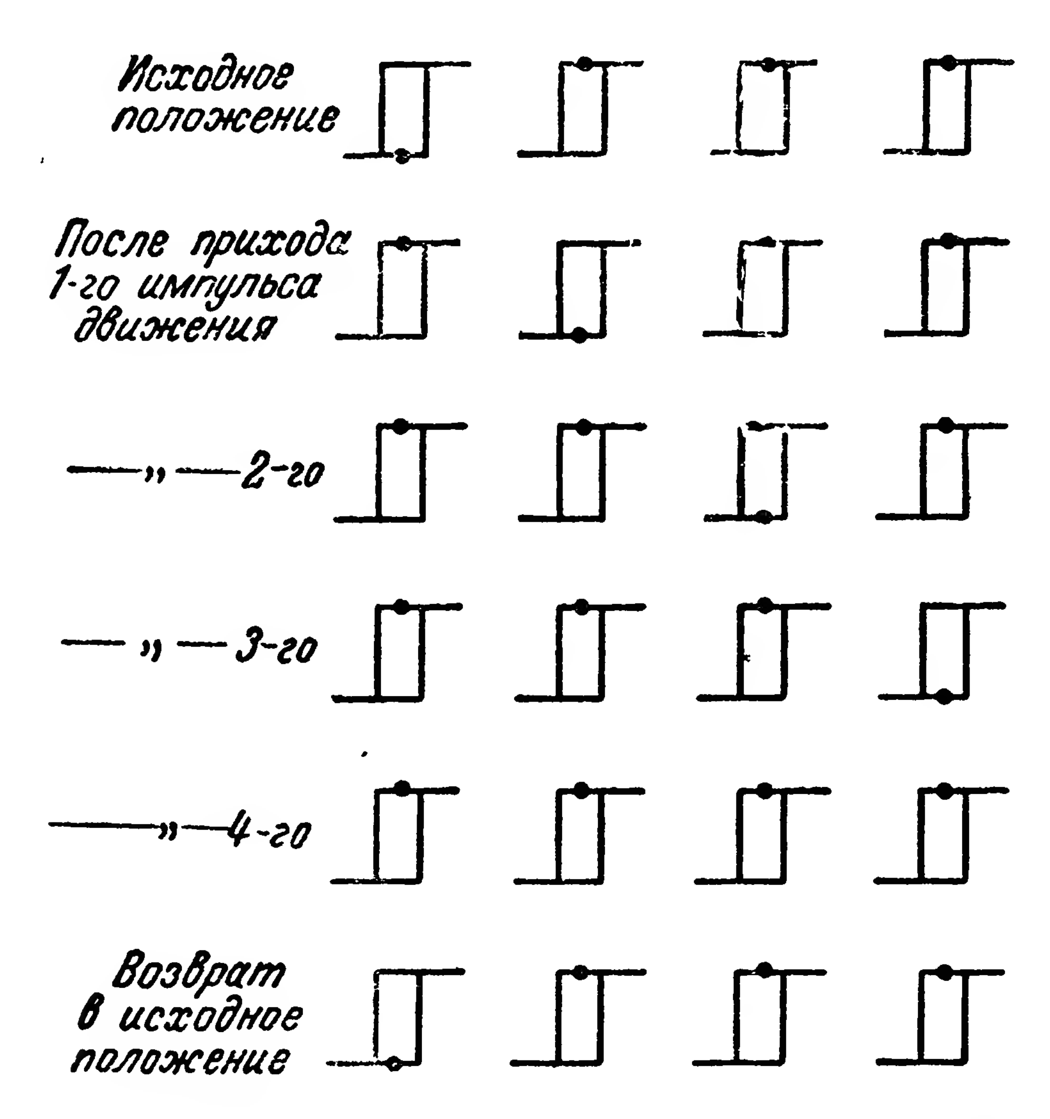


Рис. 13-20. Графики характерных состояний магнитных гистерезисных элементов в схеме на рис. 13-18.

движущая сила, индуктируемая в обмотке $w_н$, образует ток в сопротивлении $R_н$, в результате чего в цепи *I* формируется положительный импульс напряжения. Электродвижущая сила, действующая в обмотке w_1 элемента (1), создает ток в обмотке w_2 элемента (2) в направлении от *к* к *н*. Этот ток образует магнитный поток, переключающий элемент (2) вниз. При этом переключении в обмотках $w_н$ и w_1 элемента (2) индуктируются э. д. с., направленные от *н* к *к*, однако благодаря действию вентилей B_5, B_1 и B_2 эти э. д. с. образуют весьма малые токи в сопро-

тивлениях $R_н$ элемента (2) и обмотке w_2 элемента (3). На образуемое малым током в сопротивлении $R_н$ напряжение элементы, подключаемые к цепи *II*, не реагируют. Ток в обмотке w_2 элемента (3) весьма мал и протекает от *н* к *к*. Создаваемая им н. с. направлена вверх, так, что состояние элемента (3) не изменяется.

Таким образом, в результате воздействия первого импульса $u_{д.н}$ элемент (1) переключается вверх, в цепи *I* образуется положительный импульс напряжения, а элемент (2) переключается вниз, т. е. схема подготавливается к восприятию второго импульса движения (рис. 13-20).

При подаче второго импульса движения $u_{д.ч}$ на зажимы *3,4* схема работает аналогично: элемент (2) переключается вверх, в цепи *II* образуется положительный импульс напряжения, а элемент (3) переключается вниз. При переключении элемента (2) вверх в обмотке w_2 образуется э. д. с., направленная от *к* к *н*. Под действием этой э. д. с. в обмотке w_1 элемента (1) образуется ток от *к* к *н*, который может переключить этот элемент вниз и нарушить работу схемы. Для того чтобы этого не произошло, в цепь связи между элементами (1) и (2) введены вентиль B_2 и сопротивление *r*, которые значительно уменьшают ток в обмотке w_1.

Третий импульс движения $u_{д.н}$ подается на зажимы *1*, *2* и т. д.

Обмотки $w_в$ и трансформатор *Тр* служат для возврата схемы в исходное положение. При подаче импульса напряжения $u_в$ на первичную обмотку трансформатора *Тр* в обмотке $w_в$ образуются токи, обеспечивающие переключение элемента (1) вниз, а всех остальных элементов — вверх.

Вследствие несовершенства материала сердечников форма реальной петли гистерезиса отличается от идеальной прямоугольной. В частности, если, например, элемент переключен вверх и на него воздействует н. с., также направленная вверх, то магнитный поток в этом элементе не остается постоянным, а увеличивается в том же направлении.

Последнее обусловлено тем, что соответствующая ветвь петли гистерезиса не параллельна оси напряженности магнитного поля, а имеет некоторый наклон. Это приводит

к образованию паразитных импульсов э. д. с. в обмотках $w_н$ и переключаемых цепях *I—IV*.

Так, например, при воздействии перзого импульса движения $u_{д.н}$ паразитный импульс напряжения образуется в цепи *III*, при втором импульсе $u_{д.ч}$ — в цепи *IV*, при третьем импульсе $u_{д.н}$ — в цепи *I* и т. д.

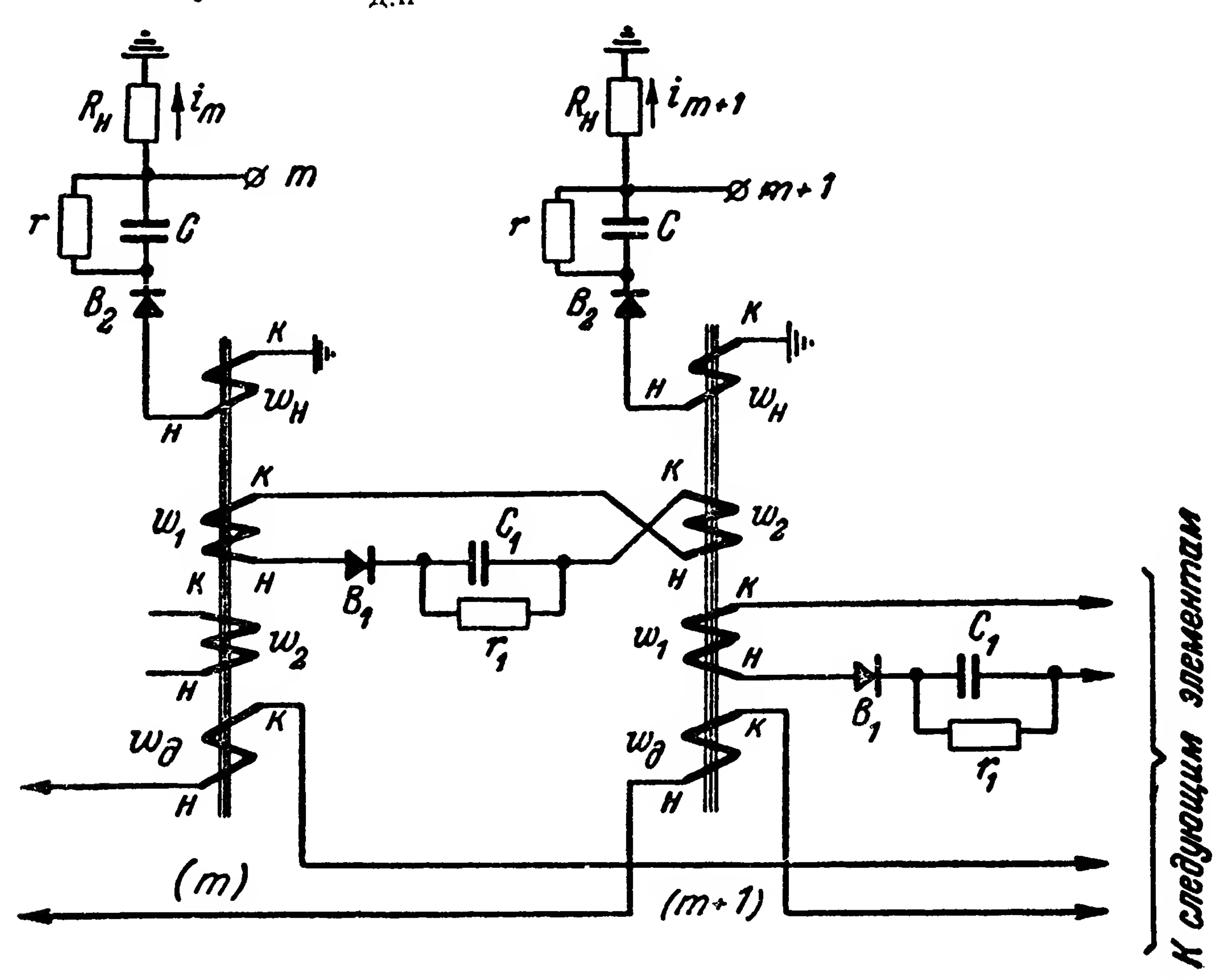


Рис. 13-21. Схема с *rC*-цепями для уменьшения амплитуды паразитных импульсов.

Для устранения этих паразитных импульсов принимают различные меры.

На рис. 13-21 приведена схема, в которой паразитные импульсы напряжения устраняются путем применения цепей *rC*.

При переключении элемента (*m*) вверх в цепи $w_н \to R_н$ протекает ток i_m, который заряжает конденсатор *C* до некоторого напряжения. В последующем конденсатор *C* достаточно медленно разряжается на сопротивление *r*. Напряжение на нем запирает вентиль B_2, так что последующие паразитные импульсы, имеющие меньшую амплитуду, к сопротивлению $R_н$ не проходят.

Постоянная времени цепи *rC* выбирается таким образом, чтобы к моменту следующего переключения элемен-

та (m) вверх напряжение на емкости C было мало по сравнению с э. д. с. в обмотке $w_н$.

Остаточное напряжение на конденсаторе C несколько уменьшает амплитуду выходных импульсов, но это легко может быть учтено соответствующим выбором параметров схемы.

В схеме на рис. 13-21 в цепи связи между элементами используется цепь r_1C_1, которая выполняет ту же задачу, что и элементы r, B_2 в схеме на рис. 13-18. При переключении элемента (m) вверх в схеме на рис. 13-21 импульс тока в цепи связи переключает элемент $(m+1)$ вниз и одновременно заряжает конденсатор C_1. Последний достаточно медленно разряжается на сопротивление r_1. Напряжение на нем запирает вентиль B_1 так, что при последующем переключении элемента $(m+1)$ вверх э. д. с., наводимая в его обмотке w_2, оказывается меньше напряжения на C_1 и тока в обмотке w_1 не образуется (или образуется весьма малый ток).

Схема на рис. 13-21 пригодна для использования в распределителях с непрерывным движением. Возможно, однако, построение схемы [Л. 157 и 160] с одним элементом rC для всех цепей нагрузки и одним элементом r_1C_1 для всех цепей связи, что позволяет устранить паразитные импульсы в шаговых и стартстопных распределителях.

Хорошую компенсацию паразитных импульсов в цепях нагрузки можно получить с помощью противопаразитных элементов (схема показана на рис. 13-22). Противопаразитные элементы $ПП_1$ и $ПП_2$ ничем не отличаются от основных. Состояние намагниченности их не меняется (они остаются переключенными вверх).

Обмотки $w_п$ противопаразитных элементов подключены навстречу обмоткам $w_н$ основных элементов, так что наводимая в них э. д. с. компенсирует паразитные э. д. с. в обмотках $w_н$.

Так, например, при подаче первого импульса $u_{д.н}$ паразитная э. д. с., индуктируемая в обмотке $w_н$ элементов (3), (5)..., компенсируется э. д. с. в обмотке $w_п$ элемента $ПП_1$. Конечно, последняя несколько уменьшит и полезный импульс в цепи I, но это может быть легко учтено.

Для устранения паразитных импульсов в переключаемых цепях приходится принимать и некоторые другие меры. Например, в схеме на рис. 13-18 при переключении

вниз элемента (2) в его обмотке $w_в$ индуктируется э. д. с., направленная от *н* к *к*. Ток, вызываемый этой э. д. с., протекая по обмоткам элементов (3) и (4), вызовет паразитные импульсы в цепях, переключаемых этими элементами. Для уменьшения этого эффекта обмотка $w_в$ элемента (2) шунтируется вентилем B_4 и сопротивлением. Аналогично такими же цепями шунтируются обмотки $w_в$ элементов (3) и (4).

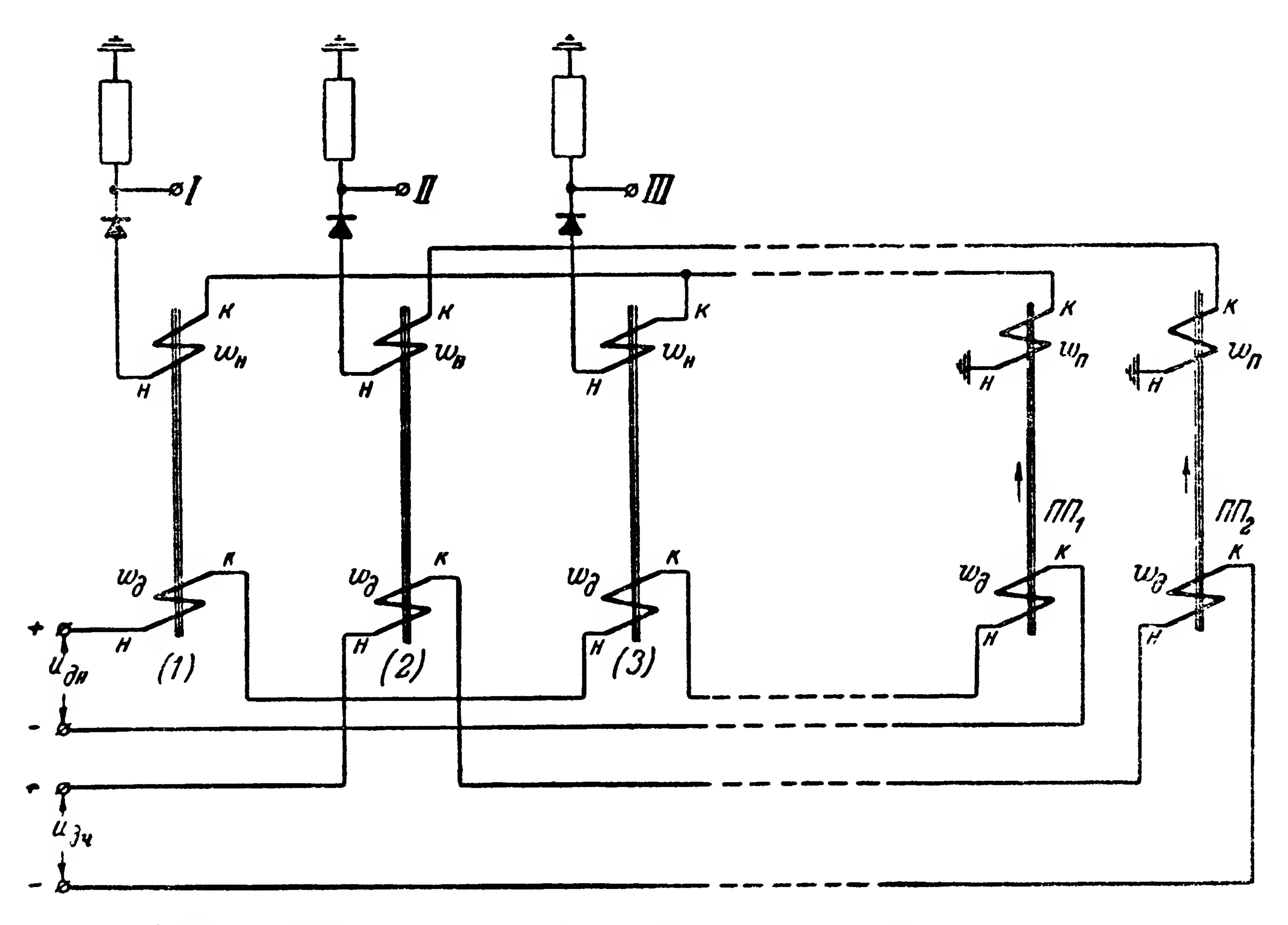


Рис. 13-22. Схема уменьшения амплитуды паразитных импульсов путем использования противопаразитных магнитных гистерезисных элементов.

На рис. 13-23 изображена схема распределителя прямого хода с общей цепью импульсов движения.

Исходное состояние магнитных элементов в этой схеме такое же, как и в схеме на рис. 13-18: элемент (1) переключен вниз, остальные — вверх.

При подаче первого импульса движения $u_д$ по обмоткам $w_д$ проходит ток и элемент (1) переключается вверх; при этом в обмотках $w_н$ и w_1 этого элемента индуктируется э. д. с. в направлении от *к* к *н*. Электродвижущая

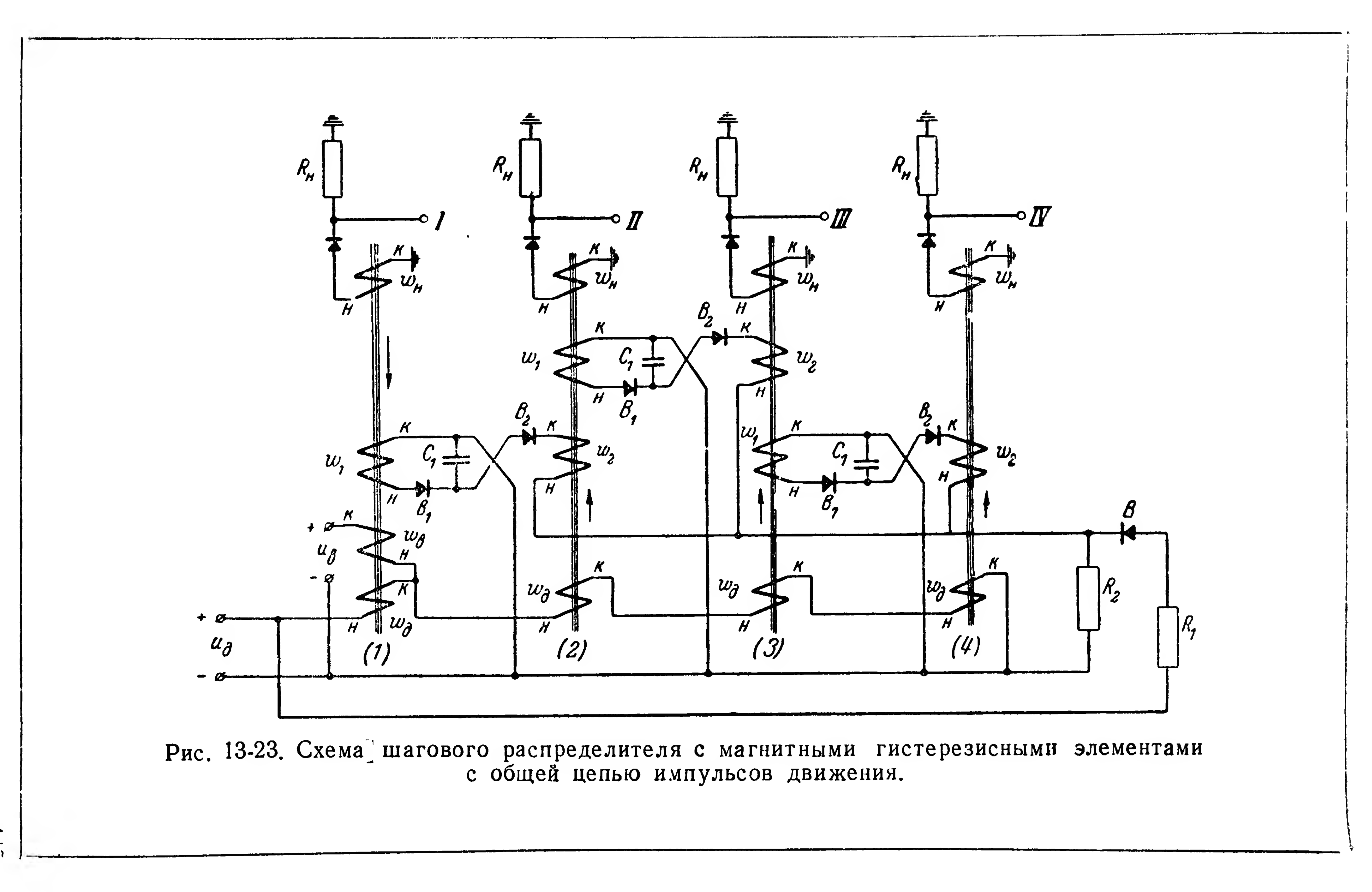


Рис. 13-23. Схема шагового распределителя с магнитными гистерезисными элементами с общей цепью импульсов движения.

сила в обмотке $w_н$ образует ток в сопротивлении $R_н$ и импульс напряжения в цепи I.

Под действием э. д. с. в обмотке w_1 происходит заряд конденсатора C_1 в цепи связи элементов (1) и (2).

При воздействии напряжения $u_д$ импульса движения на сопротвлении R_2 образуется напряжение, положительный знак которого подается на отрицательные электроды вентилей B_2. Так как напряжение на R_2 имеет большее значение, чем напряжение на конденсаторе C_1, то вентили B_2 оказываются запертыми и обмотки w_2 — как бы отключенными на время действия импульса движения $u_д$.

С окончанием действия первого импульса движения напряжение с сопротивления R_2 снимается и конденсатор C_1 разряжается на обмотку w_2 по цепи $(+C_1)$—B_2—w_2—R_2—$(-C_1)$. При этом ток разряда конденсатора C_1, протекая по обмотке w_2, переключает элемент (2) вниз и, таким образом, этот элемент в паузу между первым и вторым импульсами движения готовится к восприятию второго импульса движения.

При воздействии второго импульса движения элемент (2) переключается вверх; при этом образуется импульс напряжения в цепи II и заряжается конденсатор C_1 в цепи связи элементов (2) и (3).

В паузу между вторым и третьим импульсами движения этот конденсатор разряжается на обмотку w_2 элемента (3) и переключает его вниз, подготавливая тем самым схему к восприятию третьего импульса движения. Аналогично схема работает и при воздействии последующих импульсов движения.

Для возврата схемы в исходное положение к ней подводится импульс напряжения $u_в$. При этом протекает ток по обмотке $w_в$ элемента (1) и по обмоткам $w_д$ остальных элементов. Этот ток создает н. с., переключающие элемент (1) вниз, а остальные — вверх.

Рассмотренные схемы шаговых неконтактных распределителей с магнитными элементами могут быть использованы для построения стартстопных распределителей и распределителей с непрерывным движением (см. § 13-1,*а*).

На рис. 13-24 показан пример схемы стартстопного распределителя с магнитными элементами. В схеме используются шаговый распределитель по рис. 13-23, генератор

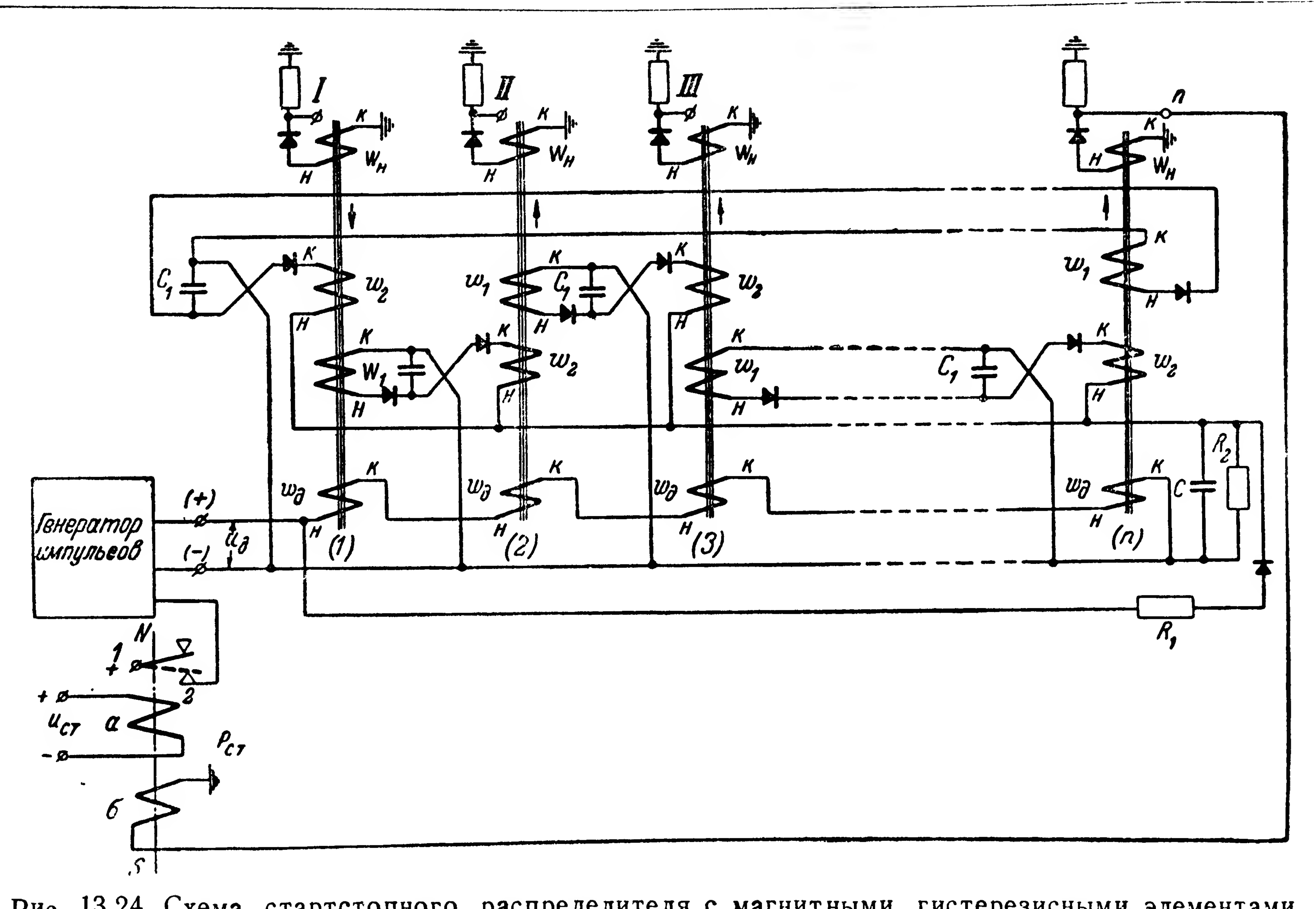


Рис. 13-24. Схема стартстопного распределителя с магнитными гистерезисными элементами.

импульсов движения $u_д$ и поляризованное электромагнитное реле $P_{ст}$ с двумя положениями покоя.

В исходном положении напряжение на обмотке реле $P_{ст}$ $u_{ст}=0$, контакты *1*, *2* этого реле разомкнуты, генератор импульсов не работает, элемент (1) переключен вниз, а остальные — вверх.

При подаче стартового импульса $u_{ст}$ реле $P_{ст}$ срабатывает, замыкает свои контакты и запускает генератор импульсов. Шаговый распределитель приходит в движение: при подаче каждого импульса движения он переходит в следующее рабочее положение и образует импульс напряжения в соответствующей цепи.

При подаче *n*-го импульса движения образуется ток в обмотке *б* реле $P_{ст}$ и схема возвращается в исходное положение: контакты *1,2* этого реле размыкаются, генератор импульсов прекращает работу.

Распределитель в схеме рис. 13-24 собран по кольцевой схеме, так что элемент (*n*) связан с элементом (1). В силу этого с окончанием *n*-го импульса движения элемент (1) переключается вниз и схема полностью возвращается в исходное положение.

Распределитель, собранный по схеме на рис. 13-24, может быть легко переведен в режим непрерывного движения. Для этого достаточно лишь разорвать цепь обмотки *б* реле $P_{ст}$, которая обеспечивает прекращение работы генератора после одного цикла движения распределителя.

Для управления распределителем с непрерывным движением схема генератора импульсов движения должна обеспечивать возможность плавного изменения частоты и фазы импульсов движения.

13-4. Распределители с неконтактными ионными, электронными и полупроводниковыми реле

а) Распределители с ионными реле

В схемах распределителей с ионными реле большое применение находят безнакальные тиратроны, отличающиеся высокой экономичностью и большим сроком службы.

Схемы шаговых распределителей собираются обычно таким образом, что в любом положении зажжен один из тиратронов-счетчиков. При подведении очередного импуль-

са движения или с прекращением его действия поджигается очередной тиратрон-счетчик, а зажженный ранее гаснет.

Варианты схем таких распределителей различаются местом подключения напряжения импульсов движения и способом гашения горящего тиратрона-счетчика при поджигании следующего.

На рис. 13-25 приведен пример схемы шагового распределителя прямого хода, у которого напряжение импульсов движения $u_д$ подключается к анодам тиратронов, а для гашения горящего тиратрона при зажигании последующего используются общее анодное сопротивление $R_а$ и опрокидывающие конденсаторы C_0, C_{01}, C_{02}...,

В исходном положении горит тиратрон T_0, а остальные погашены. Падение напряжения $u_к$ на катодном сопротивлении $R_к$ горящего тиратрона подается к цепи O, до этого же напряжения заряжен конденсатор C_0. Напряжение на остальных опрокидывающих конденсаторах практически равно нулю.

При подаче первого положительного импульса движения $u_д$ повышается напряжение на анодах всех тиратронов, однако его значение не достигает величины напряжения зажигания тиратронов по основному аноду. В цепи горящего тиратрона T_0 увеличивается ток, напряжение $u_к$ на его катоде быстро возрастает, передается на пусковой анод тиратрона T_1, и последний зажигается.

С зажиганием тиратрона T_1 увеличивается ток в общем анодном сопротивлении $R_а$, что приводит к уменьшению напряжения на анодах тиратронов. Так как при этом напряжение на конденсаторе C_0 сразу измениться не может, то напряжение между анодом и катодом тиратрона T_0 становится меньше напряжения горения и он гаснет. Действие импульса $u_д$ на анодах тиратронов к этому времени заканчивается, и схема остается в положении, при котором, тиратрон T_1 горит, а остальные погашены. Напряжение $u_{к1}$ на катодном сопротивлении $R_{к1}$ подается в цепь I.

При подаче второго импульса движения процесс повторяется: поджигается тиратрон T_2, а T_1 гаснет и т. д.

Для возвращения схемы в исходное положение достаточно подвести положительный импульс возврата $u_в$ к пусковому аноду тиратрона T_0.

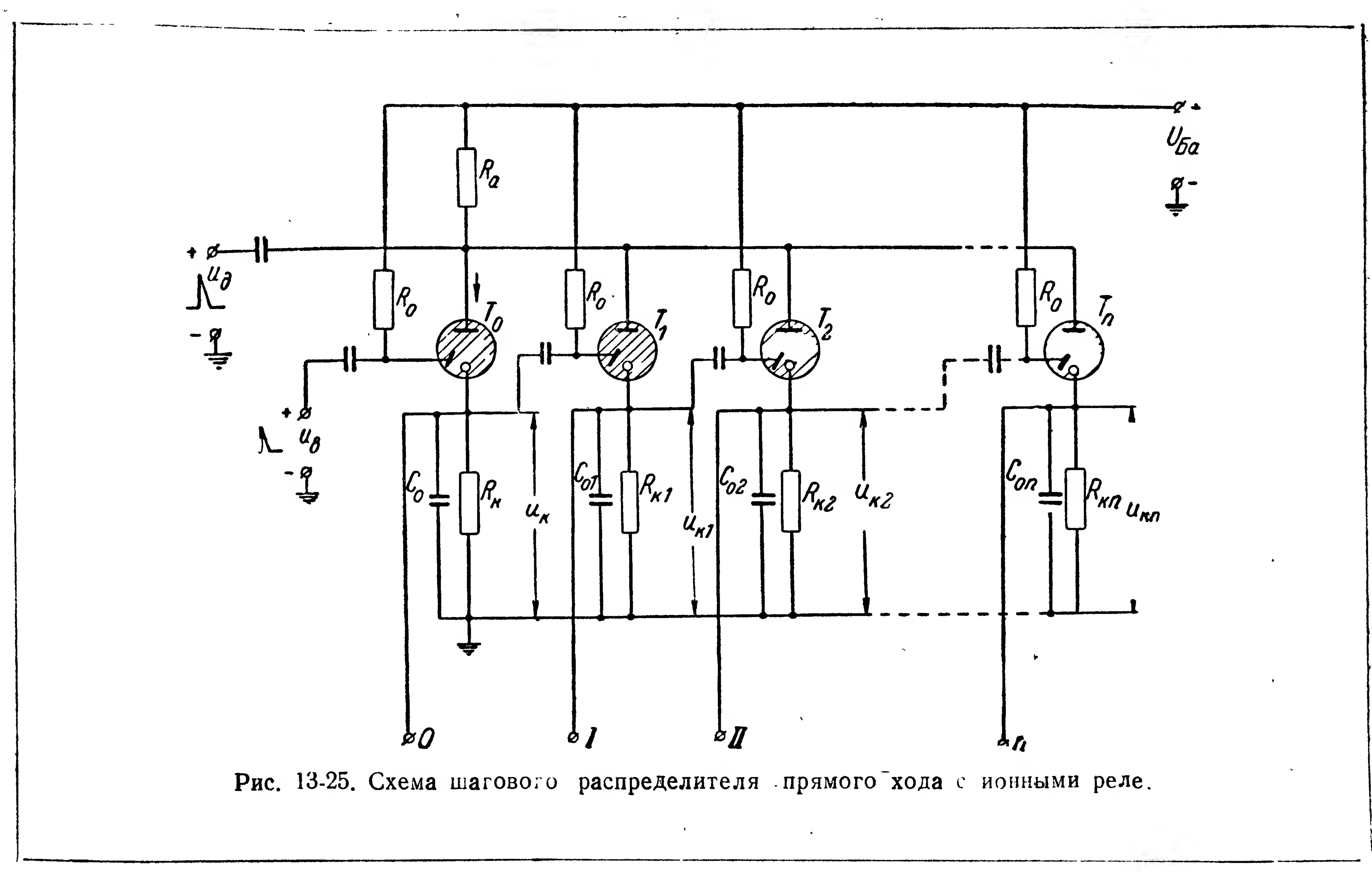


Рис. 13-25. Схема шагового распределителя прямого хода с ионными реле.

Для образования кольцевой схемы, работающей по такому же принципу, необходимо пусковой анод тиратрона T_0 соединить с катодом тиратрона T_n.

На рис. 13-26 приведен пример схемы распределителя двойного хода. В этом распределителе нечетные $u_{д.н}$ и четные $u_{д.ч}$ импульсы движения подводятся к пусковым анодам тиратронов P_1 и P_2, образующих входное разделяющее реле.

В данном реле используется обычная схема триггера с двумя тиратронами [Л. 18 и 12].

В исходном положении тиратрон P_2 горит, а P_1 погашен. При подаче первого импульса движения $u_{д.н}$ тиратрон P_1 поджигается; при этом начинает перезаряжаться опрокидывающий конденсатор C_0, в результате чего напряжение на аноде тиратрона P_2 резко падает и он гаснет. При подаче второго импульса движения $u_{д.ч}$ поджигается тиратрон P_2, а тиратрон P_1 гаснет и т. д.

Импульсы напряжения, образуемые на катодном сопротивлении $R_{к1}$ тиратрона P_1, подаются на пусковые аноды нечетных тиратронов-счетчиков T_1, T_3..., а с катодного сопротивления $R_{к2}$ — на пусковые аноды четных тиратронов-счетчиков T_2, T_4...

В исходном положении, кроме тиратрона P_2, горит тиратрон T_0. Напряжение на его катодном сопротивлении $R_к$ подается в цепь 0 и на пусковой анод тиратрона T_1. Таким образом, при действии первого импульса движения, когда загорится тиратрон P_1 и будет подан импульс напряжения на пусковые аноды всех нечетных тиратронов T_1, T_3..., загорится лишь тиратрон T_1, у которого в цепи пускового анода будут суммироваться напряжения, образуемые на катодах тиратронов P_1 и T_0. В цепи пусковых анодов остальных нечетных тиратронов будет действовать лишь напряжение, образуемое на катоде P_1, и они останутся погашенными.

При поджигании тиратрона T_1 тиратрон T_0 гаснет вследствие перезаряда опрокидывающего конденсатора C_0.

Напряжение, снимаемое с катода тиратрона T_1, подается в цепь *I* и на пусковой анод тиратрона T_2, подготавливая последний к поджиганию.

При воздействии второго импульса движения поджигается тиратрон P_2 и с катодного сопротивления его подается импульс напряжения на пусковые аноды всех чет-

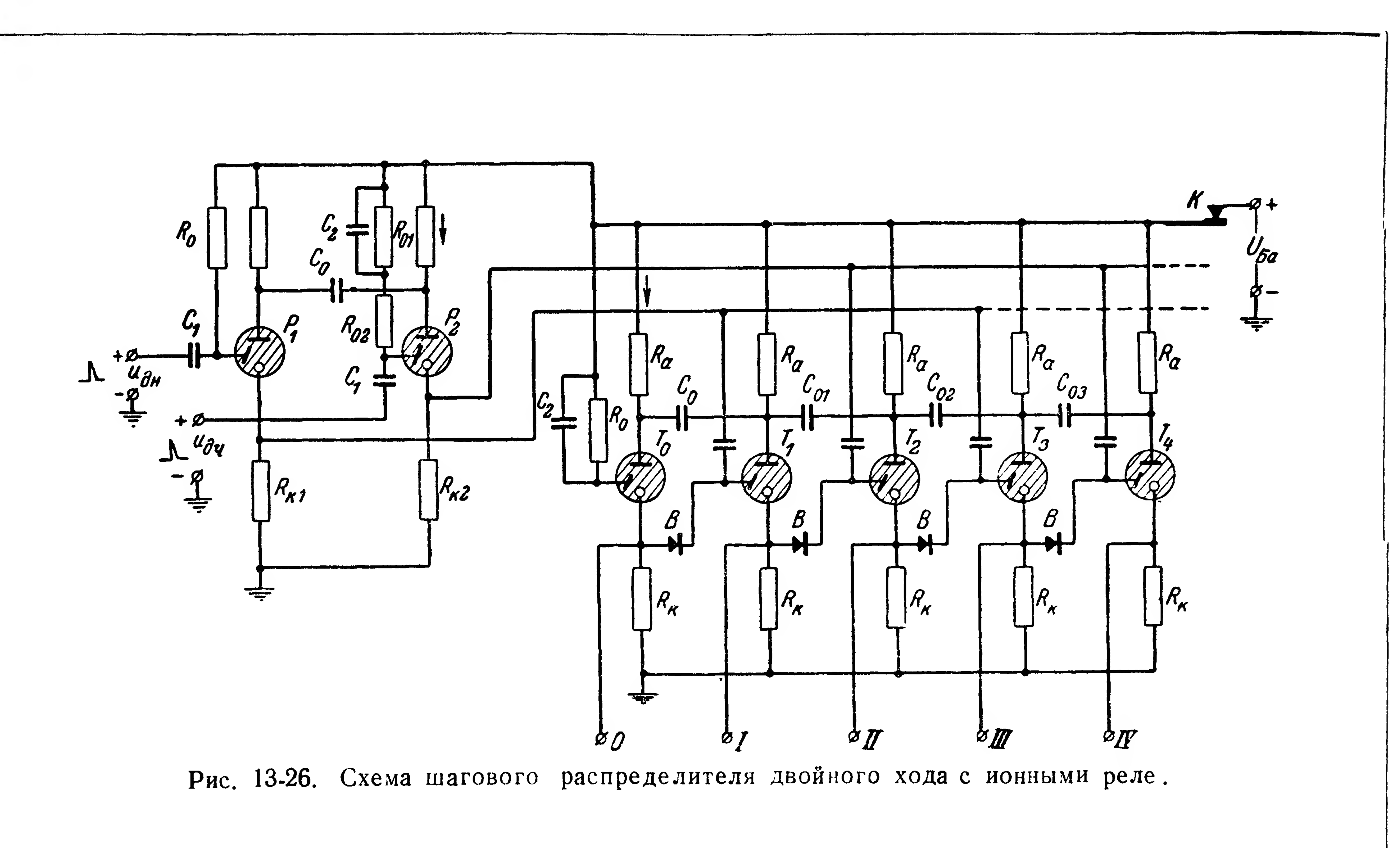


Рис. 13-26. Схема шагового распределителя двойного хода с ионными реле.

ных тиратронов: T_2, T_4 ... При этом, однако, поджигается лишь подготовленный ранее тиратрон T_2. С поджиганием T_2 тиратрон T_1 гаснет, а напряжение с катода T_2 подается в цепь *II* и на пусковой анод тиратрона T_3. Аналогично работают и последующие тиратроны-счетчики.

Возврат схемы в исходное положение может быть произведен путем размыкания контактов *К*, снимающих анодное напряжение со всех тиратронов. При последующем замыкании контактов *К* поджигаются лишь тиратроны P_2 и T_0, у которых для облегчения зажигания в этом случае сопротивления R_{01} и R_0 в цепи пусковых анодов шунтированы конденсаторами C_2. Выпрямители *В* в цепях, соединяющих катоды с пусковыми анодами последующих тиратронов-счетчиков, введены для того, чтобы импульсы напряжения, снимаемые с катодов P_1 и P_2, не проходили с большой амплитудой в цепи *0*, *I*, *II* ...

На рис. 13-27 приведен пример схемы стартстопного распределителя с безнакальными тиратронами. В схеме используются стартовое реле, собранное на двух тиратронах P_1 и P_2, генератор импульсов (тиратрон *Г*), шаговый распределитель, собранный на тиратронах T_0, $T_1, ...T_n$.

Стартовое реле имеет два положения покоя; в исходном положении горит тиратрон P_1, а P_2 погашен. Положительный стартовый импульс $u_{ст}$ подается на пусковой анод тиратрона P_2, он поджигается, а тиратрон P_1 гаснет. В этом положении реле остается до подачи возвращающего импульса на пусковой анод тиратрона P_1.

Сопротивления R_1, R_2 и $R_{к2}$ образуют потенциометрический делитель в цепи пускового анода тиратрона *Г*. Когда тиратрон P_2 погашен, напряжение на пусковом аноде тиратрона *Г* мало и генератор импульсов не работает. С поджиганием тиратрона P_2 напряжение на пусковом аноде тиратрона *Г* увеличивается, и начинает работать генератор импульсов, собранный на этом тиратроне. Положительные импульсы, снимаемые с катода тиратрона *Г*, подаются в цепи пусковых анодов тиратронов-счетчиков $T_1 ... T_n$.

Шаговый распределитель в данной схеме работает аналогично шаговому распределителю в схеме на рис. 13-25. Отличие состоит лишь в том, что импульсы движения в схеме на рис. 13-27 подводятся к пусковым анодам счетчиков. Это позволяет уменьшить мощность импульсов движения, но требует постановки выпрямителей *В* для то-

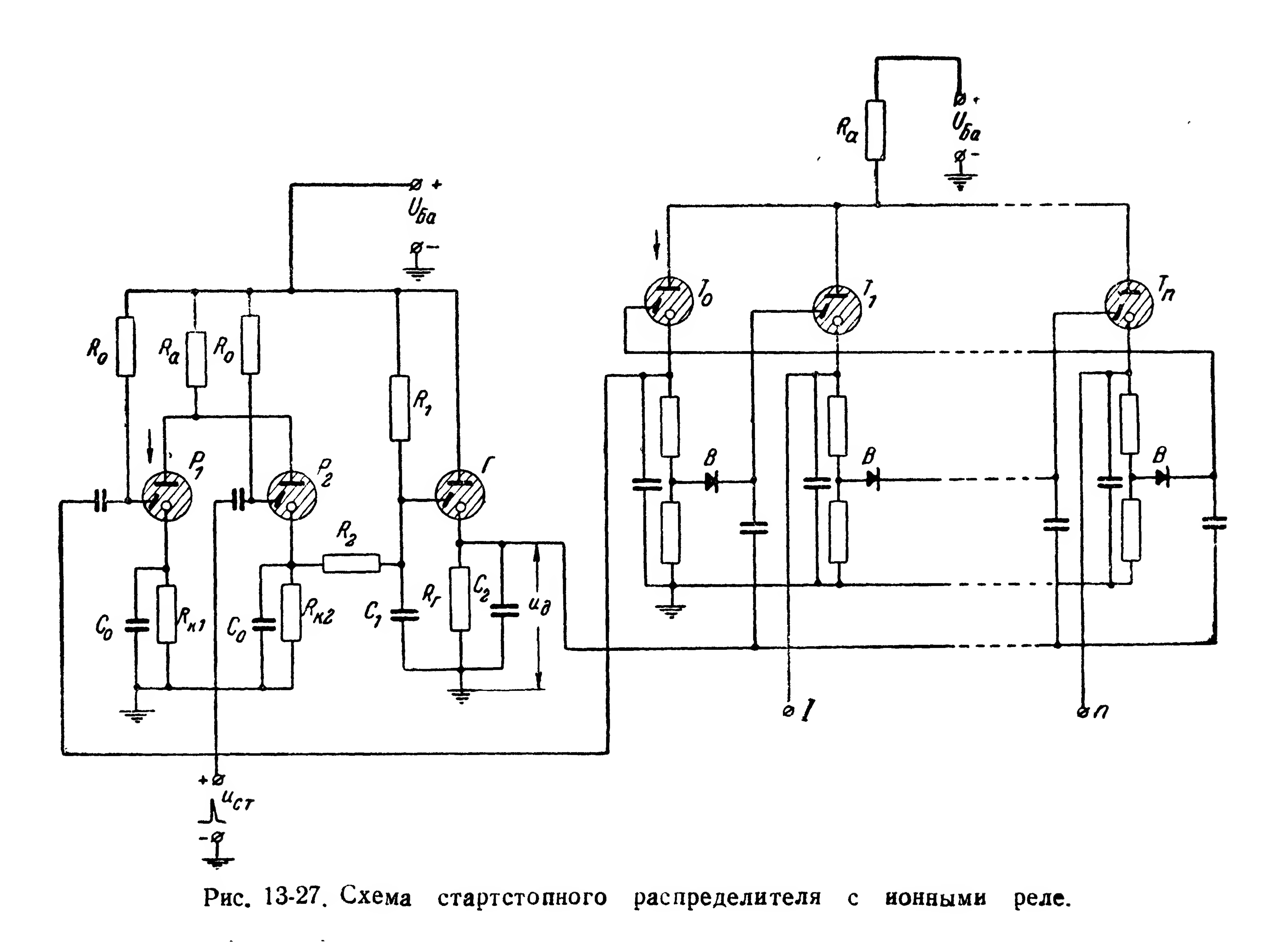


Рис. 13-27. Схема стартстопного распределителя с ионными реле.

го, чтобы импульсы движения не проходили с большой амплитудой в цепи $I \dots n$.

Шаговый распределитель собран по кольцевой схеме. На $n+1$-м шаге вновь поджигается тиратрон T_0, положительный импульс, снимаемый с катода этого тиратрона, подается на пусковой анод тиратрона P_1 и возвращает стартовое реле в исходное положение. Генератор импульсов при этом работу прекращает, и схема приходит в исходное положение.

б) Распределители с электронными реле

Из различных схем электронных реле (динатронные, транзитронные, с недовозбужденным генератором и др.) наибольшее распространение получили реле (триггеры) с двумя электронными лампами.

Эти реле обладают большой надежностью в работе, легко настраиваются и позволяют получить большой релейный эффект.

На рис. 13-28 приведен пример схемы шагового распределителя с электронными реле. Схема каждого реле собрана на двойном триоде. Левый триод каждого реле-счетчика связан с левым триодом последующего реле. Импульсы движения $u_д$ отрицательной полярности подаются на катоды всех правых триодов.

В исходном положении реле $Л_0$ левый триод проводит, а правый заперт. Во всех остальных реле положение обратное: левый триод заперт, а правый проводит.

При подаче первого импульса движения $u_д$ напряжение на катодах всех правых триодов уменьшается и, следовательно, напряжение между управляющими сетками и катодами этих триодов увеличивается. Во всех реле, кроме собранного на $Л_0$, это вызывает лишь небольшое увеличение анодного тока открытых правых триодов, реле же $Л_0$ с увеличением тока в правом триоде опрокидывается: правый триод отпирается, а левый запирается.

Ко времени окончания процесса опрокидывания реле $Л_0$ действие первого импульса движения на катодах правых триодов также заканчивается. Для обеспечения такого положения длительность импульсов движения выбирается достаточно малой.

С запиранием левого триода $Л_0$ напряжение на его аноде возрастает. Это вызывает увеличение напряжения на сетке левого триода $Л_1$ и опрокидывание собранного

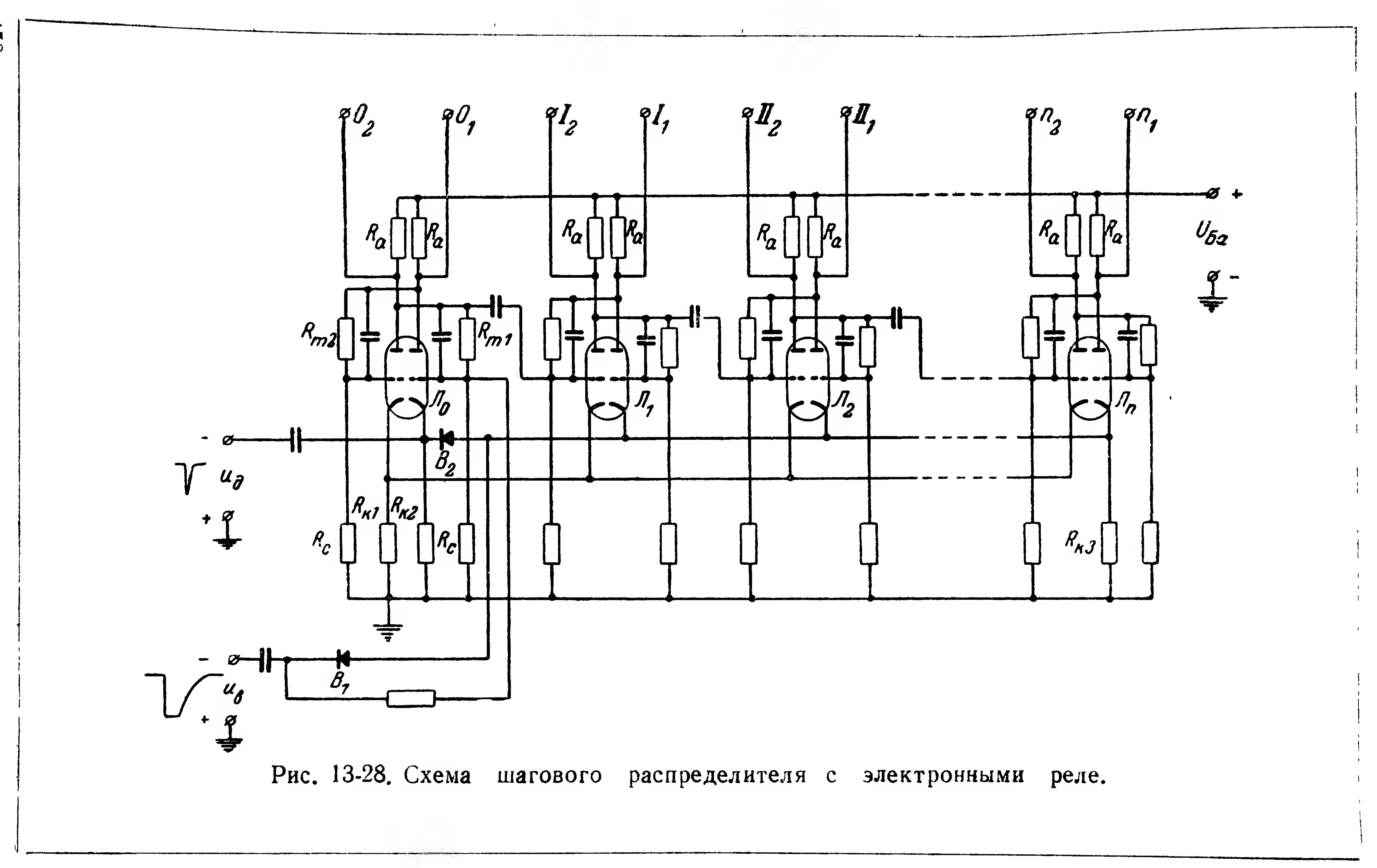


Рис. 13-28. Схема шагового распределителя с электронными реле.

на нем реле-счетчика, в результате чего левый триод $Л_1$ открывается, а правый запирается. Тем самым это реле подготавливается к восприятию второго импульса движения.

С подачей второго импульса движения реле $Л_1$ возвращается в исходное положение: правый триод отпирается, а левый запирается. Напряжение на аноде левого триода $Л_1$ увеличивается, что вызывает увеличение напряжения на сетке левого триода $Л_2$, и собранное на последнем реле-счетчик опрокидывается: левый триод $Л_2$ отпирается, а правый запирается; тем самым это реле подготавливается к восприятию третьего импульса движения.

Аналогично работают последующие реле-счетчики.

При опрокидывании каждого реле-счетчика изменения напряжения на его анодах могут быть использованы для управления соответствующими цепями. Так, например, при воздействии первого импульса движения с опрокидыванием $Л_0$ и $Л_1$ в цепях 0_2 и I_1 напряжение резко увеличивается, а в цепях 0_1 и I_2 — уменьшается.

При воздействии импульсов движения $u_д$ происходит изменение анодного тока в цепях всех открытых правых триодов. Для того чтобы это изменение было мало и не вызывало паразитных импульсов с заметной амплитудой в цепях II_1, $III_1 \dots n_1$, необходимо режимы ламп выбирать таким образом, чтобы напряжение на сетках открытых правых триодов было равно нулю или немного больше нуля. В этом случае ограничение, обусловленное отсечкой сеточного тока, позволит уменьшить амплитуду паразитных импульсов.

Для возврата схемы в исходное положение к катодам всех правых триодов, кроме триода $Л_0$, подводится отрицательный импульс возврата $u_в$ с достаточно большой амплитудой. Выпрямитель B_2 обеспечивает малую амплитуду этого импульса на катоде правого триода $Л_0$.

Одновременно отрицательный импульс возврата подводится к сетке правого триода $Л_0$. Выпрямитель B_1 необходим для того, чтобы отрицательные импульсы движения $u_д$ не проходили на сетку правого триода $Л_0$ с большой амплитудой и не вызывали тем самым несвоевременного опрокидывания этого реле. Возможно использование и других вариантов схем распределителей с электронными лампами [Л. 18 и 81].

в) Распределители с полупроводниковыми реле

Полупроводниковые реле могут быть выполнены на основе различных вариантов триггерных схем с полупроводниковыми триодами.

На рис. 13-29 приведена схема шагового распределителя с реле на двух полупроводниковых триодах; схема реле-счетчика P_0 собрана на триодах T_1, T_2, реле P_1 — на T_4, T_5; реле P_2 — на T_7, T_8 и т. д.

Связь между соседними реле-счетчиками осуществляется через вспомогательные усилители, собранные на триодах T_3, T_6, T_9... по схеме с заземленным эмиттером. Применение дополнительных усилителей повышает надежность работы схемы и позволяет отдать бо́льшую мощность в цепи *0*, *I*, *II*...

Принцип действия распределителя, собранного по схеме на рис. 13-29, такой же, как и распределителя по схеме на рис. 13-28.

В исходном положении левые триоды всех реле-счетчиков, за исключением P_0, открыты, а правые закрыты (т. е. ток в цепи их коллекторов очень мал). У реле P_0 положение обратное: правый триод открыт, а левый закрыт.

Импульсы движения $u_д$ с положительной полярностью подводятся к основаниям всех правых триодов.

Положительный импульс, приложенный к основанию, вызывает уменьшение тока коллектора, поэтому если правый триод закрыт, то положение реле от воздействия импульса движения не меняется, а если же он открыт, то реле опрокидывается.

При воздействии первого импульса движения $u_д$ опрокидывается реле P_0: триод T_2 закрывается, а T_1 открывается. Резкое уменьшение тока в цепи коллектора триода T_2 вызывает падение потенциала в точке *a* этой цепи, в результате чего образуется отрицательный импульс напряжения на основании триода T_3. Уменьшение напряжения на основании вызывает увеличение тока коллектора (напряжение между эмиттером и основанием увеличивается). В результате на коллекторе T_3 образуется положительный импульс напряжения, который подается на основание триода T_4. Это вызывает опрокидывание реле P_1: триод T_4 закрывается по току коллектора, а T_5 открывается; тем самым реле P_1 подготавливается к восприятию второго импульса движения. При открывании триода T_5 ток в цепи его коллектора увеличивается и потенциал в точке *a* этой

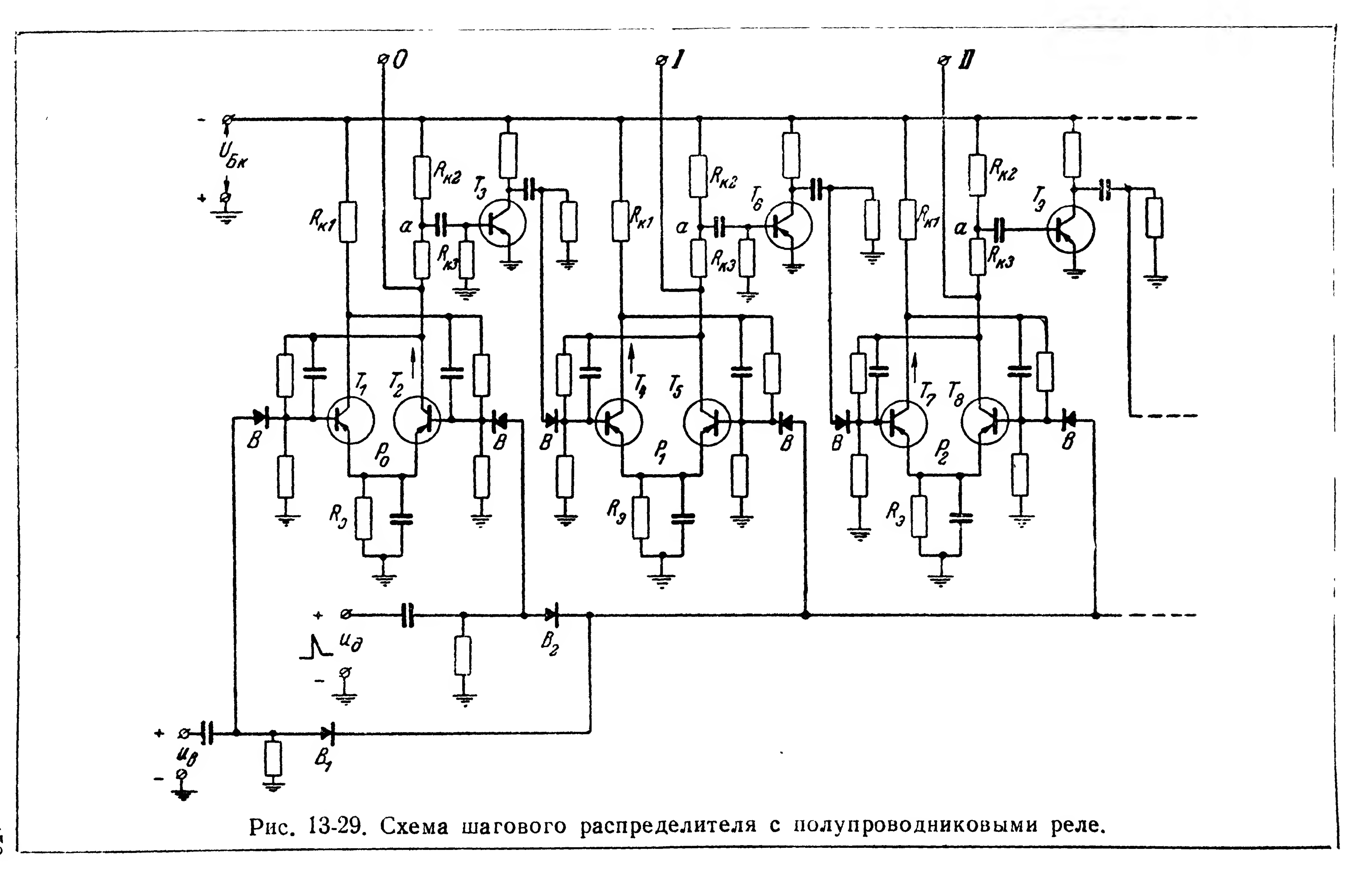


Рис. 13-29. Схема шагового распределителя с полупроводниковыми реле.

цепи возрастает. Благодаря действию усилителя на триоде T_6 это вызывает формирование отрицательного импульса на основании триода T_7 и, следовательно, некоторое увеличение тока в цепи коллектора этого триода. Последнее, однако, не меняет положения реле P_2.

При воздействии второго импульса движения опрокидывается и возвращается в исходное положение реле P_1: триод T_5 закрывается, а T_4 открывается. При уменьшении тока в цепи коллектора триода T_5 на основание триода T_7 подается положительный импульс напряжения, в результате чего реле P_2 опрокидывается (триод T_7 закрывается, а T_8 открывается) и подготавливается к восприятию третьего импульса движения. Аналогично работают и последующие реле-счетчики. Изменение напряжения на коллекторах реле-счетчиков при их опрокидывании может быть использовано для управления цепями *0*, *I*, *II*...

Для возврата схемы в исходное положение подается положительный импульс напряжения $u_в$ на основания правых триодов всех реле, за исключением P_0, одновременно этот же импульс подается на основание триода T_1.

Выпрямитель B_2 работает таким образом, что при воздействии импульса $u_в$ изменение напряжения на основании триода T_2 мало.

Выпрямитель B_1 необходим для того, чтобы воздействие положительных импульсов $u_д$ не вызывало значительного изменения напряжения на основании триода T_1.

Для надежной работы данной схемы, как и других рассмотренных схем распределителей с неконтактными ионными, электронными и полупроводниковыми реле, необходимо, чтобы передний фронт импульсов движения был крутым, а задний пологим.

13-5. Распределители с одновибраторами и линиями задержки

а) Распределители с одновибраторами

Схемные распределители с одновибраторами бывают стартстопными и с непрерывным движением.

Принцип действия стартстопных распределителей с одновибраторами иллюстрируется блок-схемами на рис. 13-30 и 13-32.

В схеме на рис. 13-30 используется последовательная работа одновибраторов. В этом случае стартовый импульс

$u_{ст}$ подается на вход одновибратора OB_1 и запускает его. На выходе OB_1 образуется импульс напряжения u_1, длительность которого определяется параметрами одновибратора. Этот импульс подается на цепь I и дифференцирующую RC-цепь. В результате дифференцирования RC-цепью

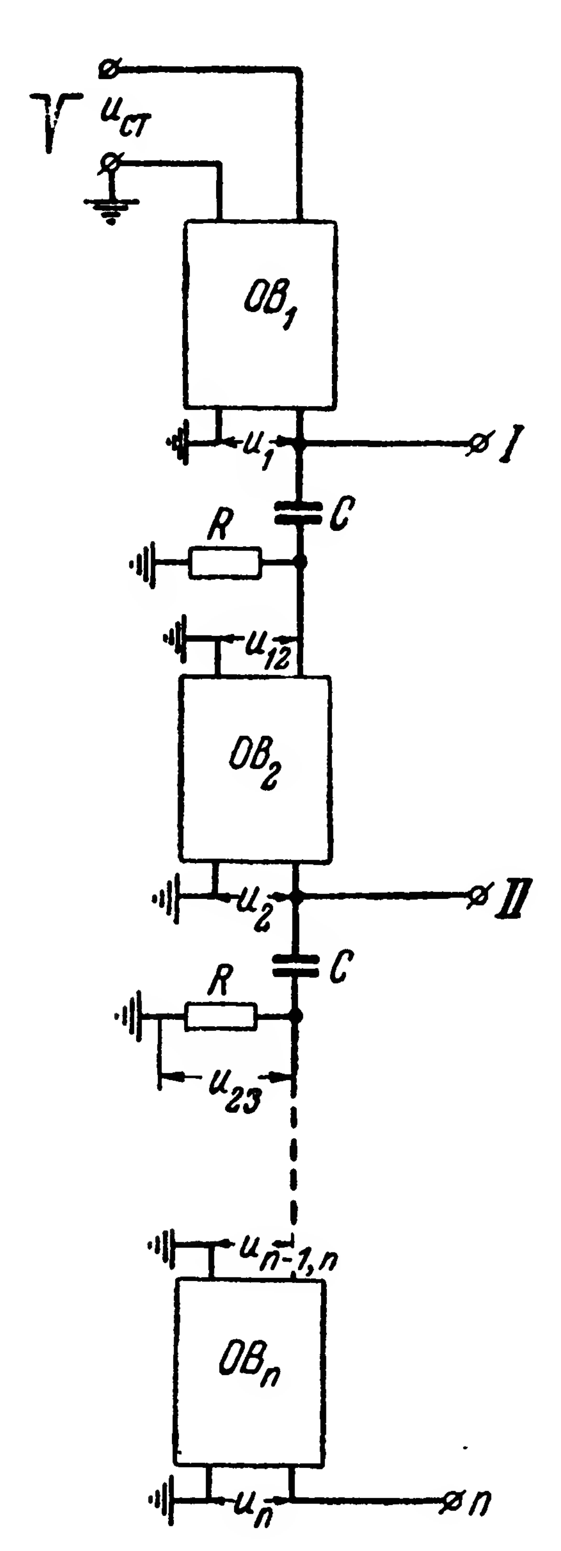


Рис. 13-30. Схема старт-стопного распределителя с последовательной работой одновибраторов.

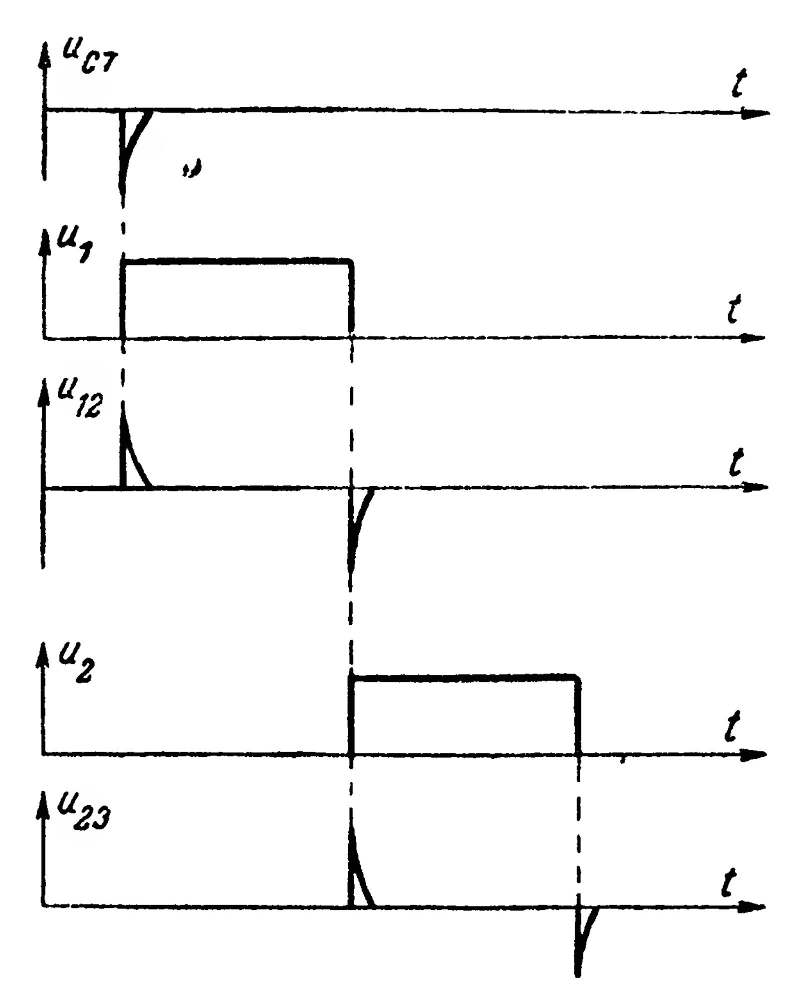


Рис. 13-31. Временной график работы схемы на рис. 13-30.

заднего фронта (спада) импульса u_1 образуется импульс напряжения u_{12}, который запускает одновибратор OB_2. Последний с воздействием спускового импульса u_{12} образует на своем выходе импульс напряжения u_2, длительность которого определяется параметрами одновибратора OB_2. Напряжение u_2 подается на цепь II и дифференцирующую RC-цепь. В результате дифференцирования заднего фронта импульса u_2 образуется импульс напряжения u_{23}, запускающий следующий одновибратор, и т. д.

Работа распределителя рис. 13-30 иллюстрируется временны́ми графиками на рис. 13-31.

В схеме на рис. 13-32 используется параллельная работа одновибраторов. Стартовый импульс запускает одновре-

менно все одновибраторы: $OB_1 \ldots OB_n$, на выходе которых образуются импульсы напряжений u_1, $u_2 \ldots u_n$. Длительность этих импульсов определяется параметрами соответствующих одновибраторов. Эти параметры выбираются таким образом, что

$$t_1 < t_2 < t_3 \ldots < t_n,$$

где t_1, $t_2 \ldots t_n$ — длительности импульсов, формируемых соответственно одновибраторами OB_1. $OB_2 \ldots OB_n$.

Импульсы, воздействующие на управляемые цепи, могут быть получены путем формирования импульсов, обра-

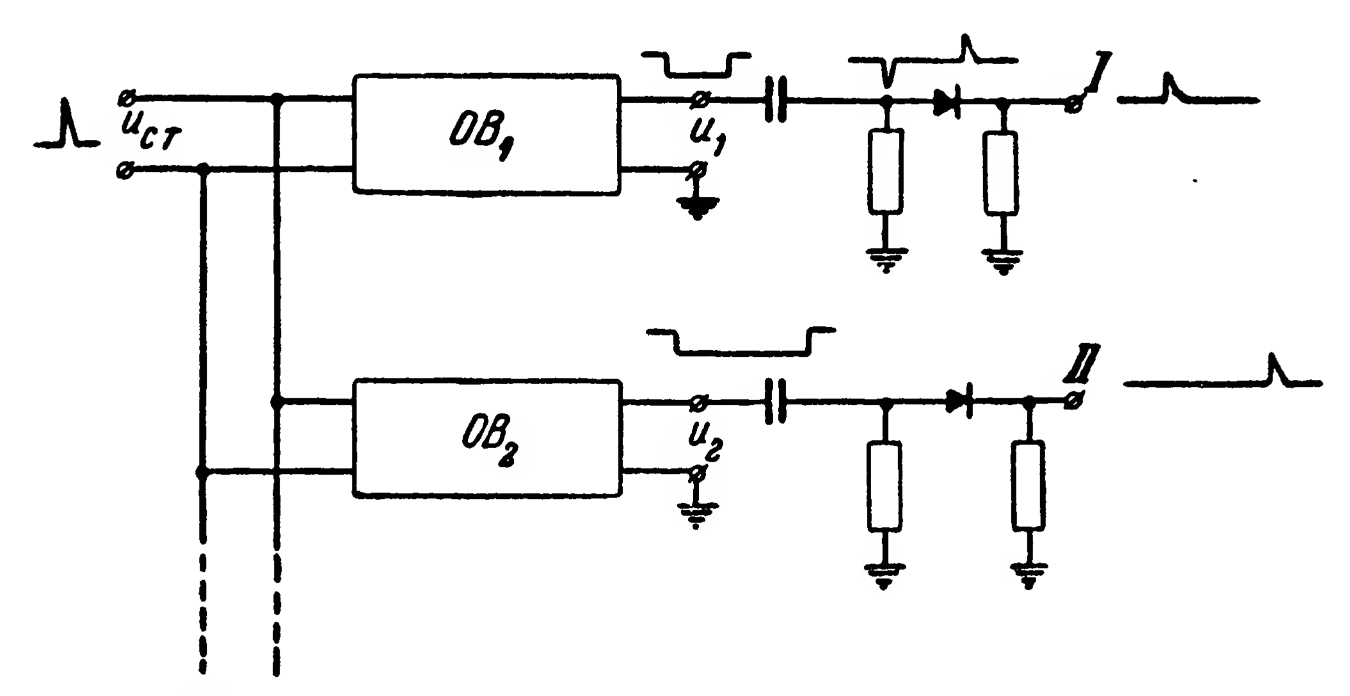


Рис. 13-32. Схема стартстопного распределителя с параллельной работой одновибраторов.

зуемых в результате дифференцирования заднего фронта импульсов u_1, $u_2 \ldots u_n$.

В распределителях, работающих по изложенному принципу, могут использоваться различные схемы одновибраторов, рассмотренные в § 6-4.

На рис. 13-33 приведен пример схемы стартстопного распределителя с одновибраторами на электронных лампах, собранными по схеме с катодной связью и положительным смещением в цепях сеток ламп. Этот распределитель построен по блок-схеме рис. 13-30.

В исходном положении правые триоды каждого одновибратора ($Л_2$, $Л_4, \ldots$, $Л_{2n}$) отперты по постоянному току, а левые ($Л_1$, $Л_3, \ldots$, $Л_{2n-1}$) заперты.

Стартовый положительный импульс $u_{ст}$ подается на цепь управляющей сетки триода $Л_1$.

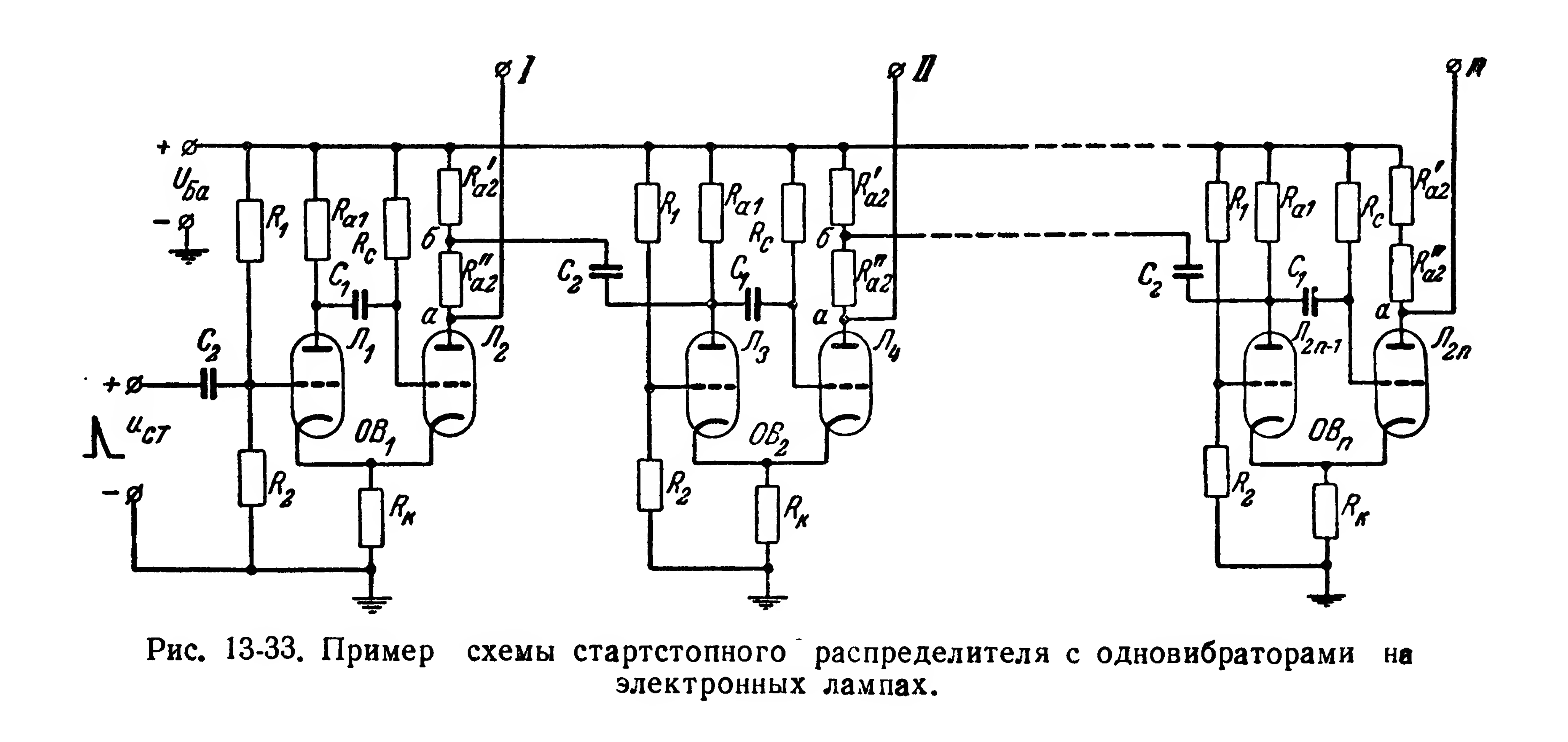


Рис. 13-33. Пример схемы стартстопного распределителя с одновибраторами на электронных лампах.

При подаче этого импульса одновибратор OB_1 опрокидывается: триод $Л_1$ отпирается, а $Л_2$ запирается. Через некоторое время, определяемое процессом перезаряда конденсатора C_1, этот одновибратор возвращается в исходное положение: триод $Л_2$ отпирается, а $Л_1$ запирается. В возбужденном состоянии одновибратора в точках *а* и *б* анодной цепи $Л_2$ формируются положительные импульсы потенциала, длительность которых определяется временем пребывания одновибратора в этом состоянии.

Изменение потенциала в точке *а* передается в цепь *I*, а в точке *б* — к следующему одновибратору: OB_2.

В результате дифференцирования конденсатором C_2 заднего фронта импульса, формируемого в точке *б*, к управляющей сетке $Л_4$ через конденсатор C_1 передается отрицательный импульс напряжения, опрокидывающий одновибратор OB_2; при этом лампа $Л_4$ запирается, а $Л_3$ отпирается. Через некоторое время одновибратор OB_2 возвращается в исходное положение.

Изменение потенциала в точке *а* анодной цепи $Л_4$ передается в цепь *II*, а в точке *б* — к следующему одновибратору. Последующие одновибраторы распределителя работают аналогично.

Для лучшей работы описанных распределителей необходимо использовать в них схемы одновибраторов, обеспечивающие высокую стабильность длительности формируемых ими импульсов. Такими свойствами обладают, например, одновибраторы с формирующими электрическими линиями и контурами ударного возбуждения, а также одновибраторы типа фантастрона с линейно изменяющимся времязадающим напряжением (см. § 6-5,ж).

Распределитель с одновибраторами с непрерывным движением собирается по такой же схеме, как и стартстопный, и отличается лишь тем, что стартовые импульсы подводятся к нему от специального, так называемого тактового генератора импульсов.

Непрерывный режим движения может быть получен также, если схему распределителя сделать кольцевой, для чего достаточно импульс, формируемый *n*-м одновибратором, использовать для запуска первого одновибратора. Недостатком такой схемы является трудность управления движением распределителя (синхронизация и синфазирование).

б) Распределители с линиями задержки

Линии задержки, обеспечивающие задержку импульсов во времени, также могут быть использованы для построения стартстопных неконтактных распределителей или распределителей с непрерывным движением.

Электрические линии задержки в соответствии с их общими свойствами (см. § 6-7) целесообразно использовать в случаях, когда требуется обеспечить хорошую стабильность и большую скорость работы распределителя, такую, когда длительность промежутков времени между воздействиями на две смежные цепи составляет не более 10—20 *мксек.*

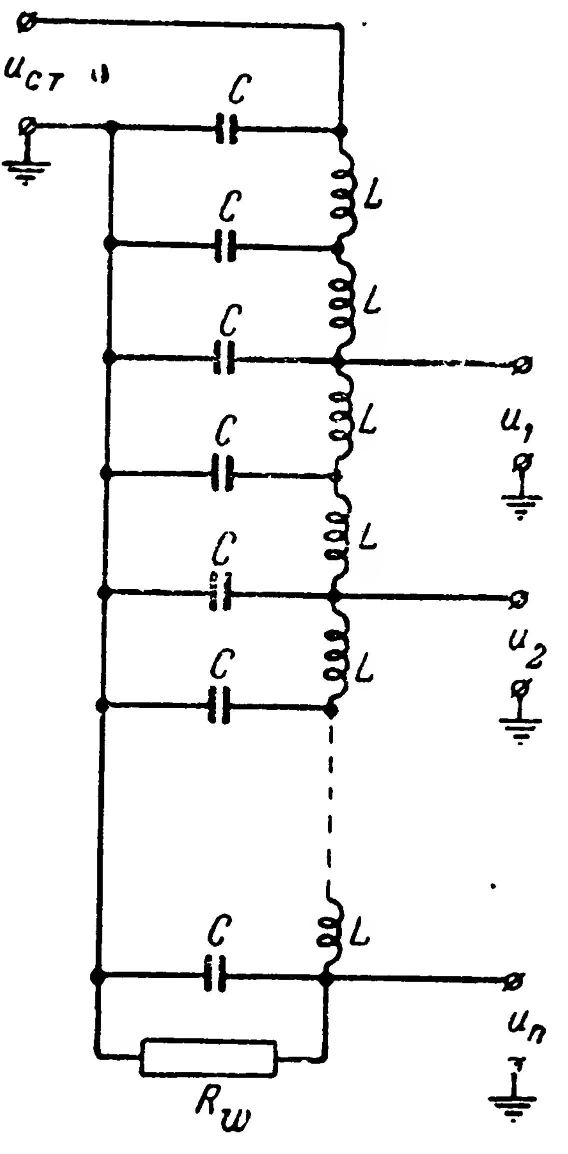


Рис. 13-34. Схема стартстопного распределителя с электрическими линиями задержки, по которым импульсы проходят в одном направлении.

При построении распределителей с электрическими линиями задержки может быть использовано прохождение импульсов по этим линиям в одном или двух направлениях.

В первом случае стартстопные распределители могут быть собраны по схеме на рис. 13-34, которая работает аналогично схеме на рис. 13-30.

На конце линии в этой схеме должно быть включено сопротивление, равное волновому. Если линия обеспечивает малое искажение импульсов, то длительность импульсов, воздействующих на выходные цепи, будет равна длительности стартового импульса.

При использовании прохождения импульсов по линии задержки в двух направлениях стартстопный распределитель может быть собран по схеме на рис. 13-35. В этом случае линии задержки на свободных концах замкнуты накоротко, в результате чего отраженные импульсы имеют полярность, обратную стартовым. Выпрямители *В* обеспечивают, что в цепи *I*, *II* ... проходят лишь отраженные импульсы и не проходят стартовые.

Использование прохождения импульсов по линии задержки в одном и двух направлениях дает разные резуль-

таты работы схемы при воздействии на нее ложных стартовых импульсов (импульсов помех).

При использовании прохождения импульсами линии в одном направлении (рис. 13-34) ложные стартовые импульсы $u_{ст}$ приводят к появлению дополнительных импульсов в выходных цепях, а в случае прохождения импульсами линии в двух направлениях они могут привести

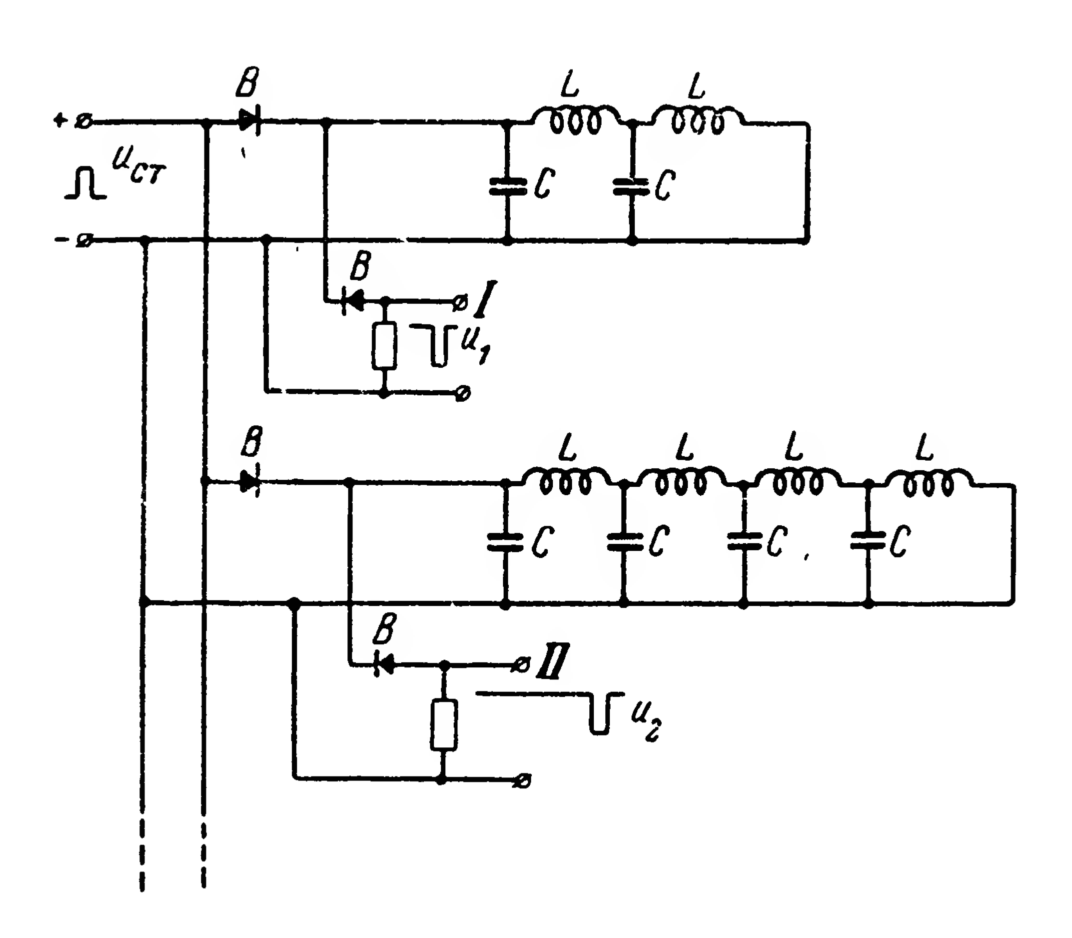


Рис. 13-35. Схема стартстопного распределителя с электрическими линиями задержки, по которым импульсы проходят в двух направлениях.

к исчезновению в выходных цепях основных (рабочих) импульсов, так как отраженный рабочий и прямой ложный импульсы могут погашаться.

На практике в каждом конкретном случае выбирается схема, при которой искажение сигнала помехой получается менее опасным.

Увеличение числа n рабочих положений распределителя и промежутков времени между ними при использовании линий задержек лимитируется увеличением затухания и искажениями импульсов, проходящих по линии (факторы, определяющие допустимую «длину» линии).

Для увеличения n и общей «длины» линии задержки между отдельными участками ее могут ставиться усилители или одновибраторы, которые восстанавливают (регене-

рируют) первоначальную амплитуду и форму импульсов, проходящих по линии.

Аналогично электрическим могут использоваться и другие линии задержки.

13-6. Распределители с пилообразным и многофазным времязадающими напряжениями

а) Распределители с пилообразным времязадающим напряжением

Распределители с пилообразным времязадающим напряжением могут быть стартстопными и с непрерывным движением.

В распределителях этого типа момент воздействия на данную цепь определяется временем достижения напряже-

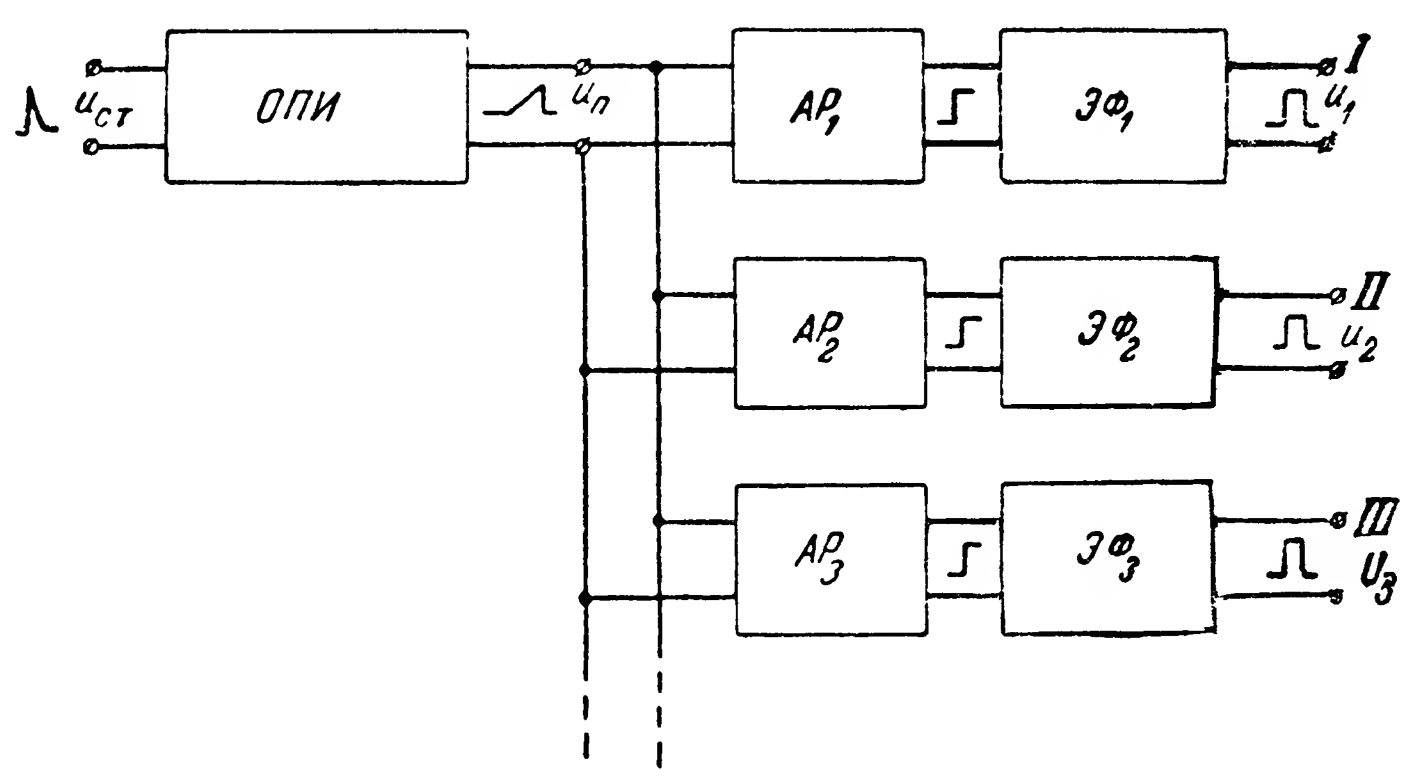


Рис. 13-36. Схема стартстопного распределителя с пилообразным времязадающим напряжением.

нием или током пилообразного импульса некоторого наперед заданного значения.

Стартстопный распределитель с пилообразным времязадающим напряжением может быть построен по схеме на рис. 13-36.

Этот распределитель состоит из одновибратора пилообразного импульса *ОПИ*, амплитудных различителей $АР_1$, $АР_2$, $АР_3$... и элементов формирования $ЭФ_1$, $ЭФ_2$, $ЭФ_3$... выходных импульсов. Работа схемы иллюстрируется временными графиками на рис. 13-37.

При подаче на *ОПИ* стартового импульса $u_{ст}$ на выходе одновибратора формируется линейно возрастающее

напряжение $u_п$. В момент времени t_1 это напряжение проходит значение $u_{р1}$; при этом резко изменяется (возрастает или убывает) напряжение на выходе амплитудного различителя $АР_1$. Под воздействием этого перепада напряжений элемент $ЭФ_1$ формирует в выходной цепи I импульс u_1 требуемых длительности и амплитуды. Через некоторое время t_2 напряжение $u_п$ проходит значение $u_{р2}$, на которое реагирует амплитудный различитель $АР_2$. На выходе по-

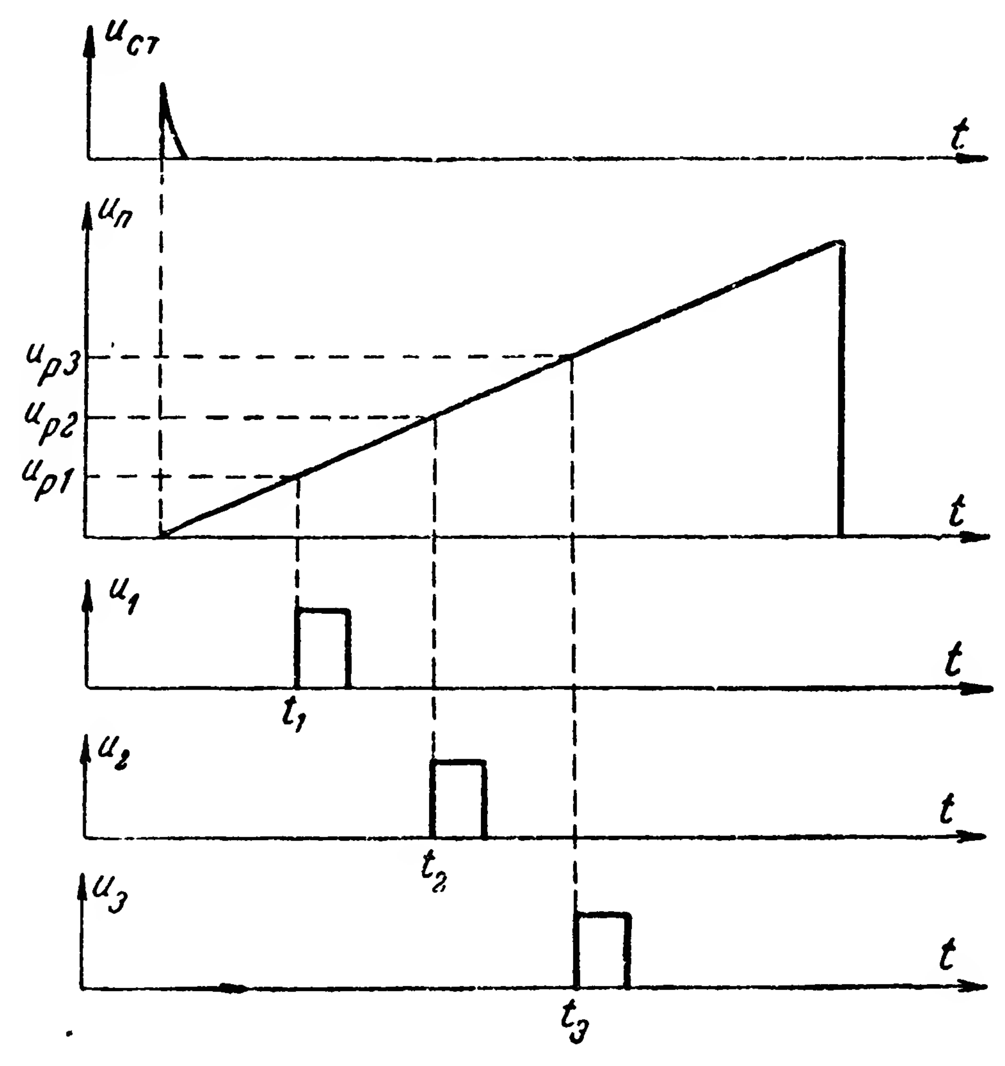


Рис. 13-37. Временной график работы схемы на рис. 13-36.

следнего напряжение резко возрастает или уменьшается, в результате чего элемент $ЭФ_2$ формирует в выходной цепи II импульс u_2. Аналогично работают и последующие различители амплитуд и элементы формирования.

Для обеспечения стабильной работы такого распределителя прежде всего необходимо, чтобы одновибратор пилообразного напряжения обеспечивал хорошую линейность и стабильную амплитуду формируемого импульса $u_п$. В качестве таких одновибраторов могут применяться схемы формирования пилообразного напряжения с отрицательной или положительной обратной связью (см. § 6-5).

Особо серьезные требования для обеспечения стабильной работы схемы на рис. 13-36 предъявляются к ампли-

тудным различителям AP_1, AP_2... или, как часто их называют, элементам сравнения амплитуд.

Амплитудные различители должны иметь весьма малую инерционность действия, стабильные уровни различения $u_{р1}$, $u_{р2}$... и обеспечивать формирование крутых перепадов напряжений.

Задачи таких различителей амплитуд могут выполнять различные схемы с ионными и электронными лампами или полупроводниковыми триодами (см. гл. 10).

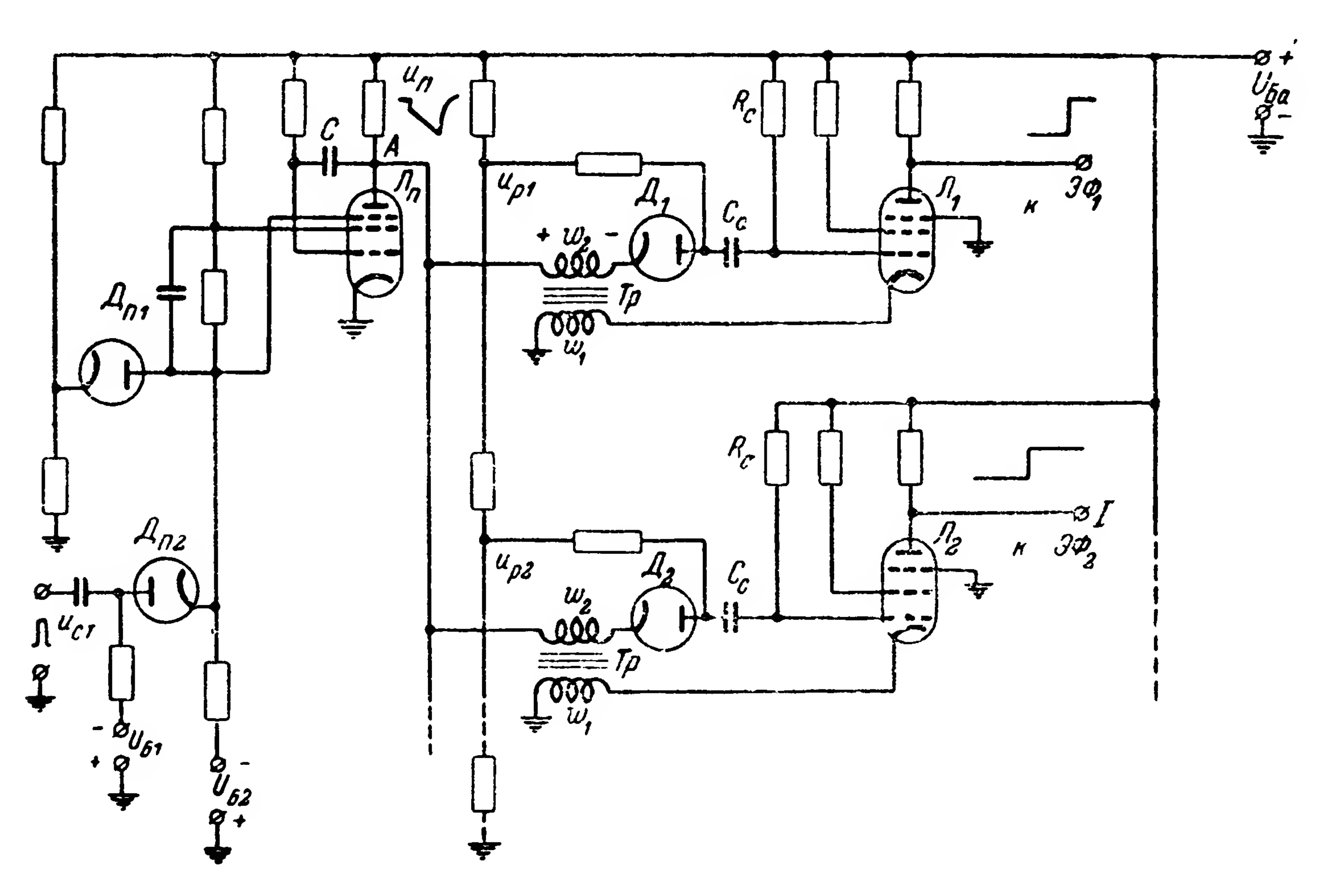


Рис. 13-38. Пример схемы стартстопного распределителя с одновибратором пилообразного напряжения типа фантастрон, диодными амплитудными различителями и регенеративными усилителями.

На рис. 13-38 приведен пример схемы распределителя с формирующим пилообразным напряжением. В данной схеме задачу одновибратора пилообразного напряжения выполняет фантастрон со связью по экранирующей сетке (см. § 6-5,ж). Схема фантастрона собрана на пентоде $Л_п$.

В исходном положении пентод заперт по анодному току отрицательным напряжением на пентодной сетке и отперт по току экранирующей сетки. Положительный стартовый импульс подается на пентодную сетку. Под действием этого импульса пентод отпирается по анодному току, ток в экранирующей сетке резко уменьшается и на аноде пентода A формируется линейно падающее напряжение $u_п$.

Амплитудное различение выполняется диодами $Д_1$, $Д_2$.. На аноды диодов подаются напряжения $u_{p1} > u_{p2} > u_{p3} \ldots$, снимаемые с потенциометрического делителя. Катоды диодов через обмотки трансформаторов $Тр$ подключены к аноду пентода $Л_п$. Пока напряжение на аноде диода меньше напряжения на аноде $Л_п$, диод заперт. Когда же напряжение на аноде диода становится больше напряжения на аноде $Л_п$, диод начинает проводить и напряжение на его аноде падает. Например, как только выполняется неравенство $u_п < u_{p1}$, начинает проводить диод $Д_1$, а при $u_п < u_{p2}$ проводит диод $Д_2$ и т. д. Диодные различители обеспечивают хорошую стабильность сравнения напряжения $u_п$ с опорными напряжениями u_{p1}, u_{p2}. Стабильность работы диодов может быть дополнительно улучшена различными компенсирующими схемами (см. § 10-4,б). Однако крутизна фронта изменения напряжения на аноде диодных различителей определяется крутизной изменения контролируемого напряжения. Так, в частности, в схеме на рис. 13-38 крутизна изменения напряжения на аноде проводящего диода определяется крутизной изменения пилообразного напряжения $u_п$.

Для получения перепада напряжений с большой крутизной, необходимой для точной фиксации моментов достижения напряжением $u_п$ значений u_{p1}, $u_{p2} \ldots$, в рассматриваемой схеме используются регенеративные усилители, собранные на пентодах $Л_1$, $Л_2$...

В исходном положении эти пентоды отперты по анодному току положительным напряжением на их управляющих сетках. Когда начинает проводить диод $Д_1$, напряжение на его аноде падает. При этом начинает дозаряжаться конденсатор C_c. Ток заряда C_c, протекая по сопротивлению R_c, обусловливает уменьшение напряжения на управляющей сетке $Л_1$, что вызывает соответствующее уменьшение анодного тока этой лампы. Благодаря действию положительной обратной связи, обеспечиваемой трансформатором $Тр$, при уменьшении анодного тока на вторичной обмотке w_2 образуется напряжение с отрицательным знаком на катоде диода $Д_1$. Под действием этого напряжения ток в диоде $Д_1$ увеличивается, что вызывает дополнительное уменьшение напряжения на управляющей сетке $Л_1$ и, следовательно, анодного тока этой лампы. Дальнейшее уменьше-

ние анодного тока $Л_1$ вызывает увеличение абсолютного значения напряжения на обмотке w_2 и т. д. Таким образом, происходит регенеративный процесс, в результате которого пентод $Л_1$ быстро запирается и на его аноде резко возрастает напряжение.

Изменение напряжения на аноде $Л_1$ передается к элементу $ЭФ_1$, который формирует необходимый импульс в цепи *I*.

Аналогично работают регенеративный усилитель, собранный на пентоде $Л_2$, и др.

В распределителях с непрерывным движением стартовые импульсы $u_{ст}$ подаются от местного генератора импульсов или же используется генератор импульсов пилообразной формы. Так, например, в схеме на рис. 13-38 фантастрон может быть переведен в режим автоколебаний (генераторный режим).

б) Распределители с многофазным времязадающим напряжением

Распределители с многофазным времязадающим напряжением работают лишь в режиме непрерывного движения.

Блок-схема такого распределителя приведена на рис. 13-39. Он состоит из генератора многофазного напряжения, преобразователей синусоидального напряжения в периодическую последовательность импульсов $ПСН_1$, $ПСН_2$... и элементов формирования выходных импульсов $ЭФ_1$, $ЭФ_2$...

Работа данного распределителя иллюстрируется графиками на рис. 13-40.

На каждый преобразователь $ПСН_1$, $ПСН_2$... подается синусоидальное напряжение с частотой ω и начальными фазами 0, φ, 2φ... На выходе преобразователя образуется периодическая последовательность импульсов. Момент возникновения каждого из этих импульсов соответствует определенному значению полной фазы преобразуемого синусоидального напряжения.

Вследствие того что синусоидальные напряжения, подаваемые на разные преобразователи, разнятся по фазе, импульсы, образуемые на выходах разных преобразователей, смещены во времени относительно друг друга. Элементы $ЭФ_1$, $ЭФ_2$... формируют в цепях *I*, *II*... импульсы с необходимыми длительностью и амплитудой.

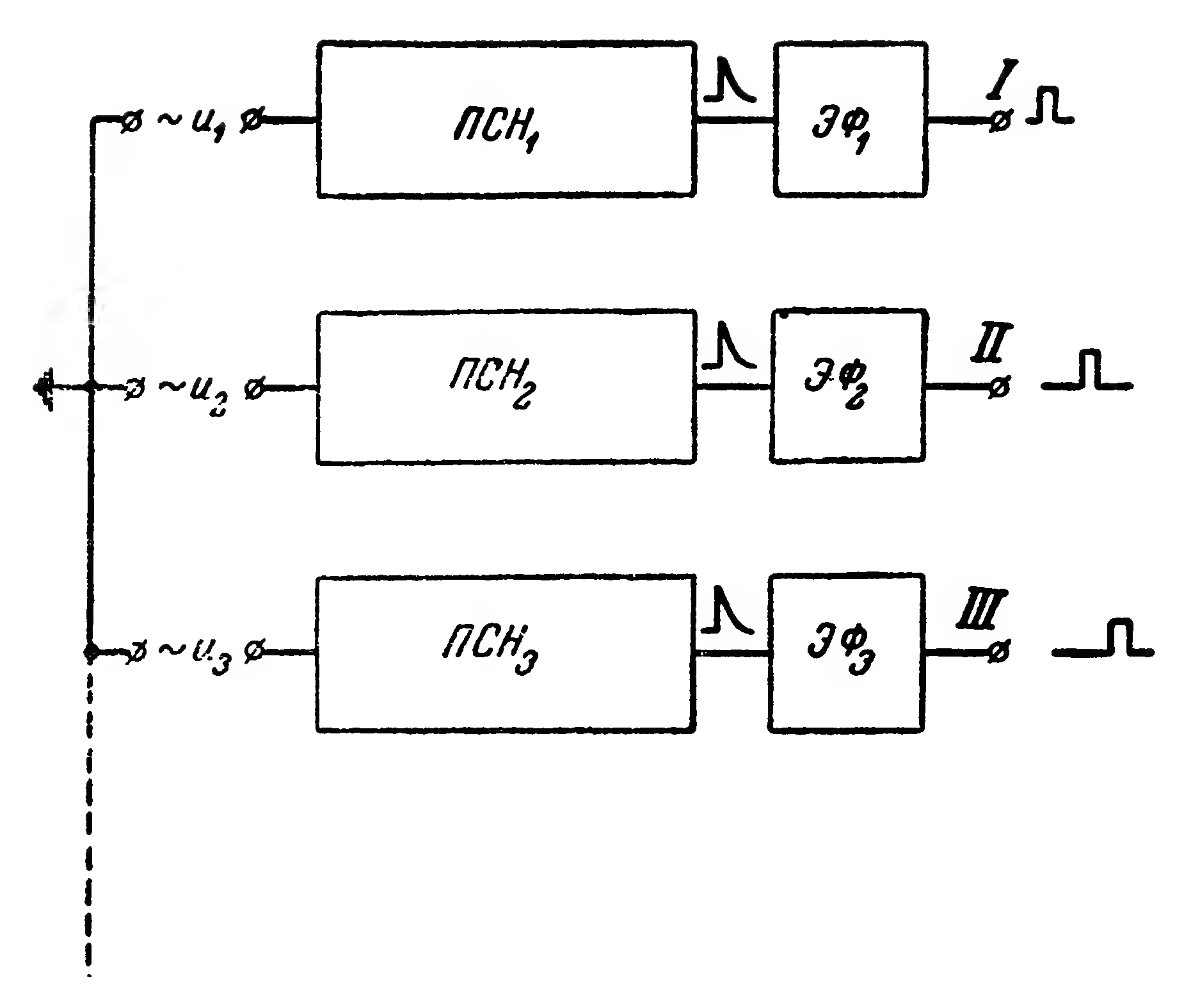


Рис. 13-39. Функциональная схема распределителя с многофазным времязадающим напряжением с непрерывным движением.

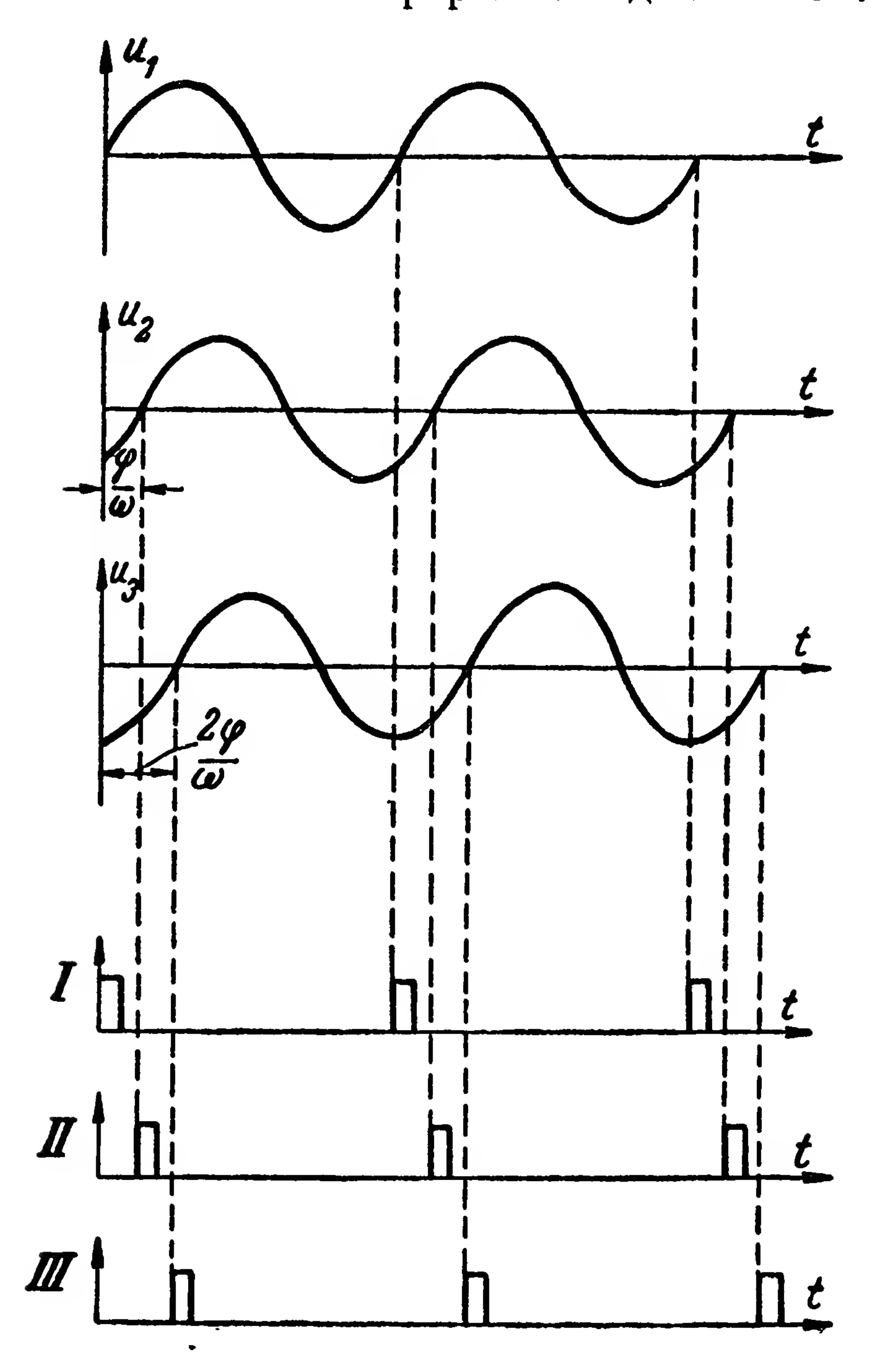


Рис. 13-40. Временные графики работы схемы на рис. 13-39.

Многофазное напряжение получается с помощью генератора синусоидального напряжения и фазовращающих цепей (см. § 12-13).

Генераторы синусоидального напряжения по сравнению с генераторами прямоугольных и пилообразных импульсов могут иметь значительно бо́льшую стабильность частоты и фазы, что обеспечивает равномерный ход распределителей кодирующего и декодирующего устройств.

Обеспечение высокой равномерности хода для распределителей с непрерывным движением имеет особо важное значение.

Способы построения преобразователей синусоидального напряжения в периодическую последовательность импульсов изложены в § 12-1,б, а в качестве элементов формирования могут использоваться различные схемы, описанные в гл. 6.

Глава четырнадцатая

ФИЛЬТРЫ

14-1. Общие сведения о фильтрах

а) Определение и назначение фильтров

Ф и л ь т р о м называется четырехполюсник (рис. 14-1), который из различных электрических колебаний, подводимых к его входу, или состава сложного электрического колебания пропускает (амплитуда на выходе велика) со-

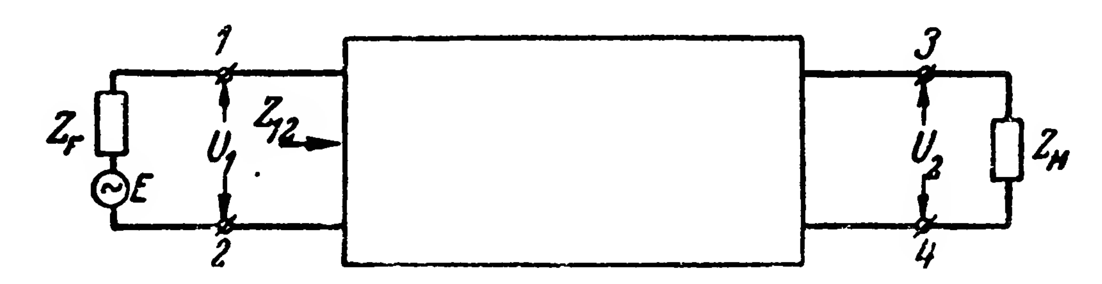


Рис. 14-1. Общая схема фильтра.

ставляющие, расположенные в определенной полосе частот, и не пропускает (амплитуда на выходе мала) составляющих, расположенных вне этой полосы.

Таким образом, фильтр обладает избирательными свойствами по отношению к электрическим колебаниям различных частот. Избирательные свойства фильтров позволяют использовать их в качестве основных элементов частотных дешифраторов, обеспечивающих разделение сигналов со-

общений различных частот и подавление помех, частоты которых отличны от частоты сигналов.

Помимо выполнения указанной основной задачи, фильтры часто применяются в различных схемах преобразователей сигналов, когда преобразование требует выделения одной части спектральных составляющих сигнала и подавления другой части. Так, например, среднее значение тока или напряжения сигнала может быть получено с помощью фильтра, пропускающего постоянную составляющую или составляющие очень низких частот и не пропускающего составляющих более высоких частот.

Являясь основными элементами частотной селекции сигналов, фильтры нашли широкое применение как в системах телеуправления и телеконтроля, так и в ряде других устройств.

Способы построения частотных дешифраторов с фильтрами изложены в гл. 15. В данной главе рассматриваются основные типы фильтров, применяемые в системах телеуправления и телеконтроля.

б) Коэффициенты передачи и постоянные передачи фильтров

Изменения амплитуды и фазы колебаний, получаемые в результате прохождения их через фильтр, оцениваются с помощью его коэффициента передачи или постоянной передачи.

Коэффициент передачи может быть определен для напряжения, тока или мощности.

Коэффициентом передачи по напряжению называется отношение комплексных амплитуд или эффективных значений напряжений на выходе $\dot{U}_2$ и входе $\dot{U}_1$ фильтра:

$$K(j\omega)=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}. \tag{14-1}$$

Представим комплексы напряжений в виде

$$\dot{U}_2=U_2e^{j\varphi_2};\ \dot{U}_1=U_1e^{j\varphi_1},$$

где U_2 и U_1 — эффективные значения напряжений на выходе и входе фильтра;

φ_2 и φ_1 — фазы этих напряжений.

Подставляя эти значения напряжений в (14-1), получим:

$$K(j\omega)=Ke^{j\theta}, \tag{14-2}$$

где K — модуль коэффициента передачи:

$$K = \frac{U_2}{U_3};\qquad (14\text{-}3)$$

θ — фаза коэффициента передачи:

$$\theta = \varphi_2 - \varphi_1.\qquad (14\text{-}4)$$

В ряде случаев модуль коэффициента передачи выражается в логарифмической мере:

$$S = \ln\frac{U_2}{U_1} = \ln K.\qquad (14\text{-}5)$$

Единица коэффициента передачи S, определяемого по (14-5), называется *непером*.

На практике часто используется более мелкая единица, называемая *децибелом*. Модуль коэффициента передачи, выраженного в децибелах, определяется по формуле

$$S = 20\lg\frac{U_2}{U_1}.$$

Легко убедиться, что 1 *дб* = 0,115 *неп*.

В случае, когда в схеме фильтра имеется усилитель и напряжение на выходе больше напряжения на входе, коэффициент передачи принято называть коэффициентом усиления.

Коэффициенты передачи или усиления по току и мощности определяются аналогично, как и для напряжения.

Постоянные передачи фильтра бывают нескольких видов. В настоящее время чаще всего используются рабочая и вносимая постоянные передачи.

Рабочей постоянной передачи называется величина, определяемая по формуле

$$g_р = \frac{1}{2}\ln\frac{\dot P_0}{\dot P_2},\qquad (14\text{-}6)$$

где P_0 — кажущаяся мощность в комплексной форме, отдаваемая источником сигнала (генератором) нагрузке, сопротивление которой равно внутреннему сопротивлению этого источника;

P_2 — кажущаяся мощность в комплексной форме, фактически отдаваемая данным источником нагрузке, подключенной к выходу фильтра.

Кажущаяся мощность в комплексной форме вычисляется как произведение соответствующих комплексов напряжения и тока:

$$\dot{P}_2 = \frac{\dot{U}_2^2}{Z_н}, \qquad (14\text{-}7)$$

где $Z_н$ — сопротивление нагрузки фильтра.

При равенстве сопротивлений нагрузки $Z_н$ и источника сигнала $Z_г$ напряжение на нагрузке $\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}}{2}$, где $\dot{E}$ — э. д. с. источника сигнала (генератора) в комплексной форме.

В соответствии с этим

$$\dot{P}_0 = \frac{E^2}{4Z_г}.$$

Подставляя в (14-6) значения $\dot{P}_0$ и $\dot{P}_2$, имеем:

$$g_р = \ln \frac{\dot{E}}{2\dot{U}_2} + \ln \sqrt{\frac{Z_н}{Z_г}}. \qquad (14\text{-}8)$$

Рабочая постоянная передачи — в общем случае комплексное число и может быть представлена в виде

$$g_р = b_р + ja_р,$$

где $b_р$ — вещественная часть рабочей постоянной передачи, называемая *рабочим затуханием*;

$a_р$ — мнимая часть рабочей постоянной передачи, называемая *рабочей фазой*.

Применяя правило логарифмирования комплексных чисел, получим:

$$\left.\begin{aligned} b_р &= \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_2}; \\ a_р &= \frac{1}{2} \arg\left(\frac{\dot{P}_0}{\dot{P}_2}\right). \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}9)$$

При чисто активном сопротивлении генератора, а этот случай является наиболее типичным, величина P_0 равна максимальной мощности, которую данный источник сигнала может отдать в нагрузку. Таким образом, вычисляя рабочее затухание $b_р$ в этом случае, мы сравниваем кажущуюся мощность, фактически передаваемую от источ-

ника сигнала в нагрузку, с максимальной мощностью, которую вообще можно получить от данного источника.

Для симметричных схем фильтров, работающих на согласованную нагрузку (см. § 14-2), соблюдается условие

$$Z_{12}=Z_{н},$$

где Z_{12} — входное сопротивление фильтра (сопротивление между зажимами *1*, *2*, см. рис. 14-1) при подключенной нагрузке.

Если при этом также

$$Z_{г}=Z_{12}=Z_{н}, \tag{14-10}$$

то очевидно, что напряжение на входе фильтра равно $\dot{U}_1=\frac{\dot{E}}{2}$.

Учитывая последние два соотношения, получим из (14-8):

$$g_{р}=\ln\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}=\ln\frac{1}{Ke^{j\theta}}=-\ln K-j\theta.$$

Из последнего равенства следует, что при соблюдении условия (14-10) имеют место равенства

$$\left.\begin{aligned} b_{р}&=-\ln K=-S \\ a_{р}&=-\theta, \end{aligned}\right\} \tag{14-11}$$

и

т. е. рабочее затухание лишь знаком отличается от модуля коэффициента передачи фильтра, выраженного в логарифмической мере, а рабочая фаза лишь знаком отличается от фазы коэффициента передачи, определяемой равенством (14-4).

Вносимой постоянной передачи называется величина, определяемая по формуле

$$g_{вн}=\frac{1}{2}\ln\frac{\dot{P}_{12}}{\dot{P}_2}, \tag{14-12}$$

где $\dot{P}_{12}$ — кажущаяся мощность, отдаваемая источником сигнала в нагрузку, непосредственно подключенную к его зажимам.

Из определения следует, что

$$\dot{P}_{12}=\frac{\dot{E}^2}{(Z_г+Z_н)^2}Z_н.$$

Подставляя это значение $\dot{P}_{12}$ в (14-12) и учитывая (14-7), получим:

$$g_{вн}=\ln\frac{\dot{E}}{2\dot{U}_2}-\ln\frac{Z_г+Z_н}{2Z_н}. \qquad (14\text{-}13)$$

Из (14-8) и (14-13) находим:

$$g_р-g_{вн}=\ln\frac{Z_г+Z_н}{2\sqrt{Z_г Z_н}}. \qquad (14\text{-}14)$$

Следовательно, зная рабочую постоянную передачи, легко найти вносимую, и наоборот.

Вносимая постоянная передачи, как и рабочая, может быть представлена в виде

$$g_{вн}=b_{вн}+ja_{вн},$$

где $b_{вн}$ — в н о с и м о е з а т у х а н и е:

$$b_{вн}=\frac{1}{2}\ln\frac{P_{12}}{P_2}; \qquad (14\text{-}15)$$

$a_{вн}$ — в н о с и м а я ф а з а:

$$a_{вн}=\frac{1}{2}\arg\left(\frac{\dot{P}_{12}}{\dot{P}_2}\right). \qquad (14\text{-}16)$$

Вычисляя вносимое затухание, мы сравниваем кажущуюся мощность, фактически передаваемую от источника сигнала в нагрузку, подключенную на выходе фильтра, с величиной кажущейся мощности, которая была бы передана в нагрузку, если бы фильтра не было, а нагрузка была бы непосредственно подключена к источнику сигнала.

Рабочая и вносимая постоянные передачи являются наиболее удобными параметрами, характеризующими работу фильтра, образуемого из пассивных электрических цепей, т. е. не содержащего усилителя.

в) Характеристики избирательных свойств фильтров

Для оценки избирательных свойств фильтров используются два вида характеристик:

1) избирательности или частотные;

2) затухания.

Характеристикой избирательности (или амплитудно-частотной характеристикой) называется зависимость модуля коэффициента передачи фильтра от частоты сигнала, подаваемого на его вход, т. е. зависимость вида

$$K = \varphi_1(f),$$

где f—частота колебаний на входе фильтра.

На рис. 14-2,*а* приведен пример характеристики избирательности фильтра.

В ряде случаев характеристику избирательности удобнее нормировать и представлять в виде зависимости

$$y = \frac{K}{K_0} = \varphi_2(f),$$

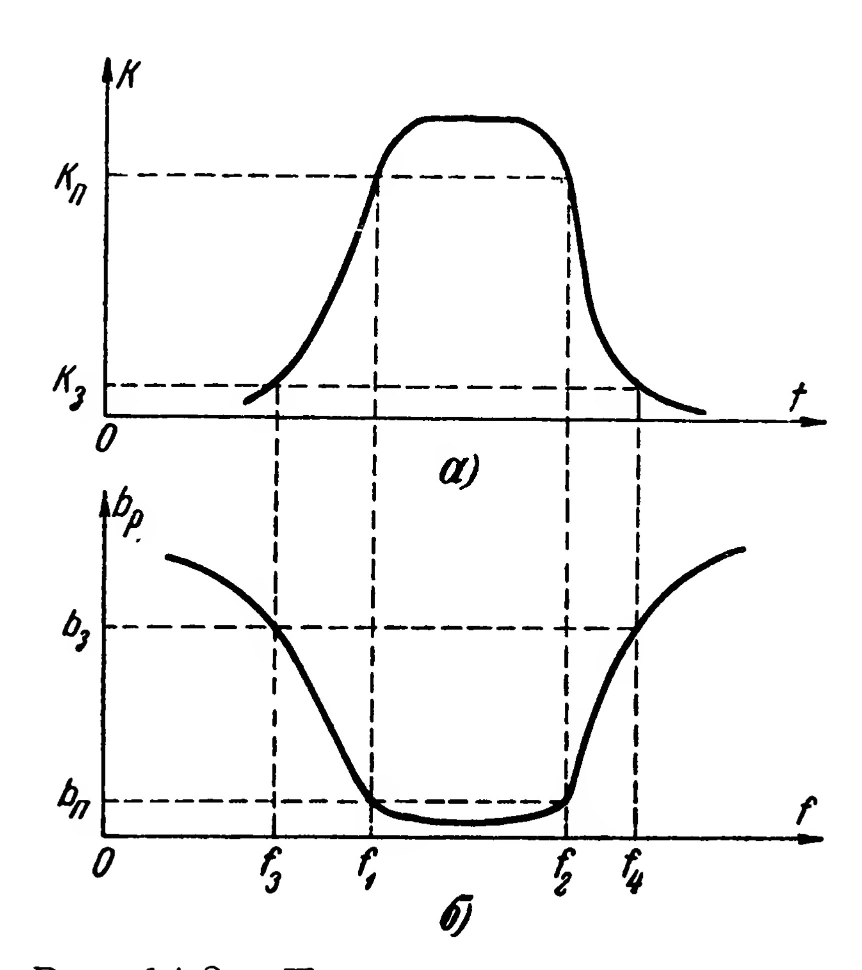


Рис. 14-2. Примеры характеристик: *а* — избирательности; *б* — затухания фильтра.

где K_0 — модуль коэффициента передачи при некотором характерном значении частоты $f = f_0$. Например, f_0 может быть частотой, при которой коэффициент передачи имеет максимальное значение.

Характеристикой затухания называется зависимость величины рабочего или вносимого затухания фильтра от частоты сигнала на его входе.

Обычно используются характеристики рабочего затухания, т. е. зависимости вида $b_р = \varphi_3(f)$. Пример такой характеристики приведен на рис. 14-2,*б*.

Избирательные свойства фильтра характеризуются также шириной и положением полос пропускания и непропускания.

Полосой пропускания фильтра называется область частот, при которых коэффициент его передачи достаточно велик, т. е.

$$K \geqslant K_п,$$

где $K_п$ — некоторое, достаточно большое значение коэффициента передачи, определяемое из условия обеспечения требуемого воздействия сигнала на элементы, подключаемые к выходу фильтра.

Для фильтра, характеристика избирательности которого приведена на рис. 14-2,*а*, полоса пропускания лежит в пределах $f = f_1 \div f_2$.

При определении полосы пропускания по характеристике рабочего затухания необходимо, чтобы в пределах этой полосы затухание фильтра было достаточно малым, т. е. чтобы выполнялось условие

$$b_р \leqslant b_п,$$

где $b_п$ — некоторое достаточно малое затухание, выбираемое из тех же соображений, что и $K_п$.

Полоса пропускания называется также полосой прозрачности.

Полосой непропускания называется область частот, при которых коэффициент передачи фильтра достаточно мал или рабочее затухание достаточно велико, т. е.

$$K \leqslant K_з \text{ или } b_р \geqslant b_з,$$

где $K_з$ и $b_з$ — некоторые значения коэффициента передачи и рабочего затухания фильтра, определяемые из условия устранения мешающих влияний сигналов (помех) на работу элементов, подключаемых к выходу фильтра.

Для случая, показанного на рис. 14-2, полоса непропускания лежит в пределах $f = 0 \div f_3$ и $f = f_4 \div \infty$.

Полоса непропускания называется также полосой непрозрачности, полосой затухания или полосой задерживания.

Область частот, при которых выполняются условия

$$K_з < K < K_п \text{ или } b_п < b_р < b_з,$$

называется полосой перехода.

Качество фильтра считается тем лучшим, чем у́же полоса перехода. Уменьшение ширины полосы перехода возможно лишь путем увеличения крутизны скатов кривых характеристик избирательности или затухания, а для этого необходимо построение более сложных и дорогих фильтров.

г) Фазовые характеристики фильтров

При рассмотрении прохождения сигналов через фильтр необходимо бывает знать не только его характеристику избирательности или затухания, но и фазовую характеристику.

Фазовой характеристикой называется зависимость фазы коэффициента передачи θ, или рабочей фазы $a_р$, или вносимой фазы $a_{вн}$ от частоты сигнала на входе фильтра.

Можно доказать [Л. 30], что для получения малых искажений сигнала в полосе пропускаемых частот модуль K коэффициента передачи должен быть постоянным, а его фазовая характеристика $\theta = \varphi_4(f)$ линейной.

Эти требования в реальных фильтрах не выполняются, причем чем лучше избирательные свойства фильтра (больше крутизна скатов кривой избирательности), тем больше отклонение фазовой характеристики от линейной. В силу этого в случаях, когда предъявляются строгие требования к передаче формы сигнала, в схеме, кроме фильтра, ставятся дополнительные фазокорректирующие цепи.

Помимо рассмотренных параметров, фильтры характеризуются также входными и выходными сопротивлениями, изменениями местоположения и ширины полосы пропускания под воздействием различных факторов (изменения температуры, давления, влажности, времени и др.), конструктивными, габаритными и весовыми показателями и пр.

д) Классификация фильтров

Фильтры классифицируются по положению полосы пропускания, типу используемых элементов и ряду других признаков.

На рис. 14-3 показаны характерные расположения полос пропускания и непропускания, используемые в фильтрах. По месту расположения полосы пропускания различают следующие типы фильтров:

1) нижних частот (рис. 14-3,*а*);

2) верхних частот (рис. 14-3,*б*);
3) полосовые (рис. 14-3,*в*);
4) заграждающие (рис. 14-3,*г*).

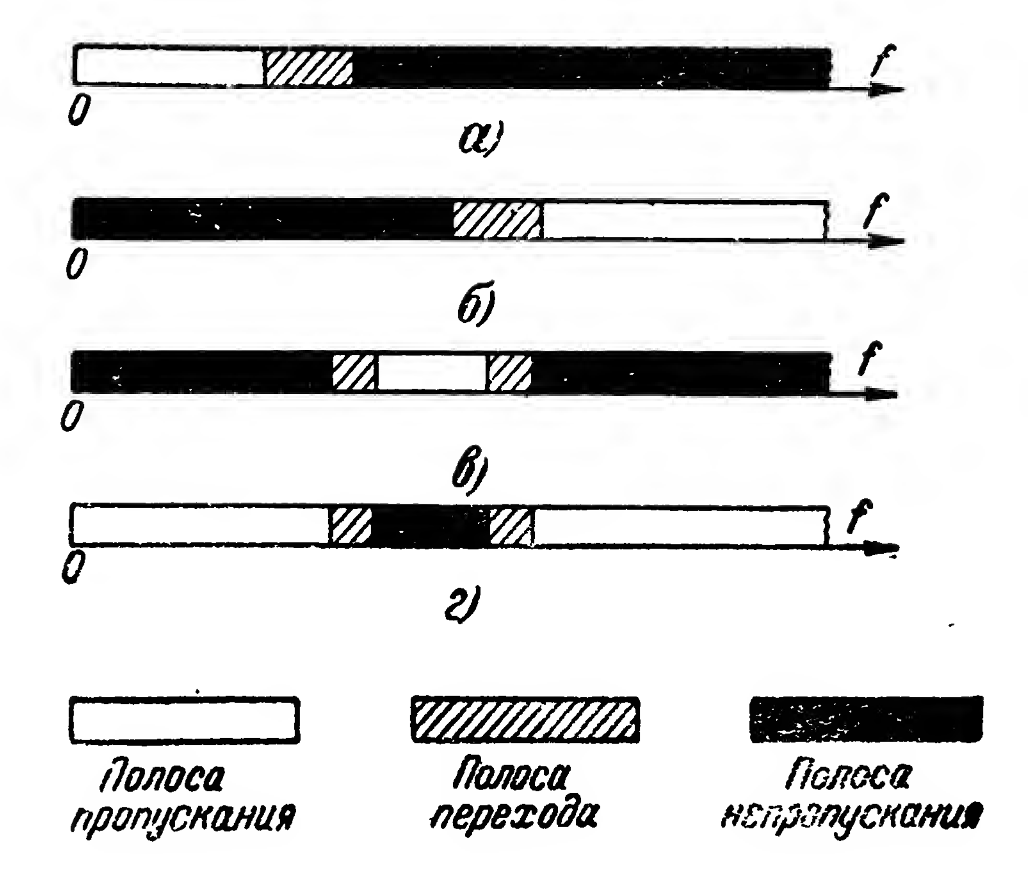


Рис. 14-3. Характерные расположения полос пропускания, непропускания и перехода.

По типу используемых элементов различают фильтры: 1) LC-цепочечные и мостовые; 2) LC- и RC- с усилителями; 3) кварцевые; 4) магнитомеханические и 5) магнитострикционные.

14-2. Цепочечные и мостовые LC-фильтры

а) Общие сведения

Цепочечные и мостовые фильтры строятся из пассивных электрических цепей. Схема, содержащая пассивные электрические цепи, может обеспечить малое затухание в некоторой полосе частот лишь в случае, если в ней используются только реактивные элементы, в которых не происходит рассеивания мощности.

По этой причине такие фильтры строятся из индуктивностей L и емкостей C. Активные потери в этих элементах стремятся иметь по возможности меньшими, для чего применяются элементы с высокой добротностью.

Применение индуктивностей и емкостей дает возможность использовать в схемах фильтров цепи с последовательным и параллельным резонансом. Сопротивление та-

ких цепей вблизи частот резонанса резко изменяется при изменении частоты, что облегчает получение необходимой крутизны скатов кривых избирательности и затухания.

Для упрощения анализа и расчетов при выводе основных соотношений полагают, что активные сопротивления в схемах *LC*-фильтров отсутствует. Такие фильтры называют идеальными. Влияние активных сопротивлений на основные характеристики фильтров либо рассчитывается дополнительно по приближенным формулам, либо уточняется экспериментальным путем.

Теория *LC*-фильтров базируется на общих свойствах пассивных четырехполюсников. Как известно [Л. 13, 17, 41], свойства пассивного четырехполюсника полностью определяются его обобщенными или характеристическими параметрами. В теории фильтров в основном используются характеристические параметры. Таких параметров три: характеристическое сопротивление входа, характеристическое сопротивление выхода и характеристическая постоянная передачи.

Характеристическое сопротивление входа определяется как среднее геометрическое из сопротивлений холостого хода и короткого замыкания, измеряемых со стороны зажимов *1*, *2* (рис. 14-1):

$$Z_{c1}=\sqrt{Z_{1\infty}Z_{1\text{к}}}, \tag{14-17}$$

где Z_{c1} — характеристическое сопротивление входа;

$Z_{1\infty}$ — сопротивление входа при холостом ходе в случае прямой передачи (сопротивление между зажимами *1*, *2*, когда зажимы *3*, *4* разомкнуты и к ним ничего не подключено);

$Z_{1\text{к}}$ — сопротивление входа при коротком замыкании в случае прямой передачи (сопротивление между зажимами *1*, *2*, когда зажимы *3*, *4* соединены между собой).

Характеристическое сопротивление выхода Z_{c2} определяется аналогично:

$$Z_{c2}=\sqrt{Z_{2\infty}Z_{2\text{к}}}, \tag{14-18}$$

где $Z_{2\infty}$ — сопротивление выхода при холостом ходе (сопротивление между зажимами *3*, *4*, когда зажимы *1*, *2* разомкнуты и к ним ничего не подключено);

$Z_{2к}$ — сопротивление выхода при коротком замыкании (сопротивление между зажимами *3*, *4*, когда зажимы *1*, *2* соединены между собой).

Характеристические сопротивления обладают следующим замечательным свойством: если при прямой передаче сопротивление нагрузки выбрать равным характеристическому сопротивлению выхода, то входное сопротивление четырехполюсника оказывается равным характеристическому сопротивлению входа, т. е. при $Z_н = Z_{c2}$ сопротивление $Z_{12} = Z_{c1}$. Аналогичное соотношение имеет место при обратной передаче.

Сопротивления нагрузки и генератора, равные соответственно характеристическим сопротивлениям выхода и входа, называются **согласованными**.

Четырехполюсник называется **симметричным**, если его характеристические сопротивления входа и выхода равны, т. е.

$$Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c.$$

Если к такому четырехполюснику подключить сопротивление нагрузки, равное характеристическому, то входное сопротивление его будет равно сопротивлению нагрузки:

$$Z_{12} = Z_c = Z_н. \qquad (14\text{-}19)$$

Четырехполюсник, у которого произведение характеристических сопротивлений входа и выхода — величина постоянная ($Z_{c1} \cdot Z_{c2} = \text{const}$) и не зависит от частоты, называется **антиметричным**.

Симметричные и антиметричные четырехполюсники нашли преимущественное применение в различных схемах фильтров.

Характеристической постоянной передачи называется величина, определяемая по формуле

$$g_c = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{\dot{P}_1}{\dot{P}_2} \right)_{Z_н = Z_{c2}}, \qquad (14\text{-}20)$$

где $\dot{P}_1$ — кажущаяся мощность в комплексной форме, подводимая ко входу четырехполюсника;

$\dot{P}_2$ — мощность в комплексной форме, передаваемая в нагрузку, сопротивление которой равно характеристическому сопротивлению выхода.

Характеристическая постоянная передачи — в общем случае величина комплексная и может быть представлена в виде

$$g_c = b_c + j a_c, \qquad (14\text{-}21)$$

где b_c — характеристическое (или собственное) затухание:

$$b_c = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_1}{P_2}\right)_{Z_н = Z_{c2}}; \qquad (14\text{-}22)$$

a_c — характеристическая фаза:

$$a_c = \frac{1}{2} \arg \left(\frac{\dot{P}_1}{\dot{P}_2}\right)_{Z_н = Z_{c2}}. \qquad (14\text{-}23)$$

Используя основные уравнения четырехполюсника, можно доказать [Л. 13], что между рабочей и характеристической постоянными передачи имеет место следующая связь:

$$g_р = g_c + \ln \frac{Z_г + Z_{c1}}{2\sqrt{Z_г Z_{c1}}} + \ln \frac{Z_н + Z_{c2}}{2\sqrt{Z_н Z_{c2}}} + \ln (1 - p_1 p_2 e^{-2g_c}) \qquad (14\text{-}24)$$

и, следовательно,

$$b_р = b_c + \ln \left| \frac{Z_г + Z_{c1}}{2\sqrt{Z_г Z_{c1}}} \right| + \ln \left| \frac{Z_н + Z_{c2}}{2\sqrt{Z_н Z_{c2}}} \right| + \ln |1 - p_1 p_2 e^{-2g_c}|.$$

При этом

$$p_1 = \frac{Z_г - Z_{c1}}{Z_г + Z_{c1}}, \quad а \quad p_2 = \frac{Z_н - Z_{c2}}{Z_н + Z_{c2}}.$$

Коэффициент p_1 и p_2 по аналогии с соответствующими коэффициентами в теории длинных линий называют коэффициентами отражения.

При согласовании сопротивлений $Z_г = Z_{c1}$ и $Z_н = Z_{c2}$ рабочая постоянная передачи равна характеристической $g_р = g_c$.

Легко показать, что при согласованном последовательном соединении нескольких четырехполюсников, т. е. когда характеристическое сопротивление входа последующего четырехполюсника равно характеристическому сопротивле-

нию выхода предыдущего, характеристическая постоянная передачи всей схемы g_c равна сумме характеристических постоянных передач отдельных четырехполюсников, т. е.

$$g_c = g_{c1} + g_{c2} + \ldots + g_{cn},$$

где $g_{c1}, g_{c2}, \ldots, g_{cn}$ — характеристические постоянные передачи отдельных четырехполюсников.

Как следствие из этого вытекают аналогичные соотношения для характеристических затуханий и фаз:

$$b_c = b_{c1} + b_{c2} + \ldots + b_{cn};$$

$$a_c = a_{c1} + a_{c2} + \ldots + a_{cn}.$$

б) Схемы типовых звеньев цепочечных фильтров

Наименьшее количество сопротивлений, из которых обычно на практике образуется электрическая схема, работающая как фильтр, равно двум.

Из этих сопротивлений одно (Z_1) должно быть включено последовательно, а другое (Z_2) — параллельно. Таким образом, простейшая схема фильтра может иметь вид, показанный на рис. 14-4. Коэффициенты $1/2$ и 2 при сопротивлениях Z_1 и Z_2 берутся для удобства и общности расчетных формул.

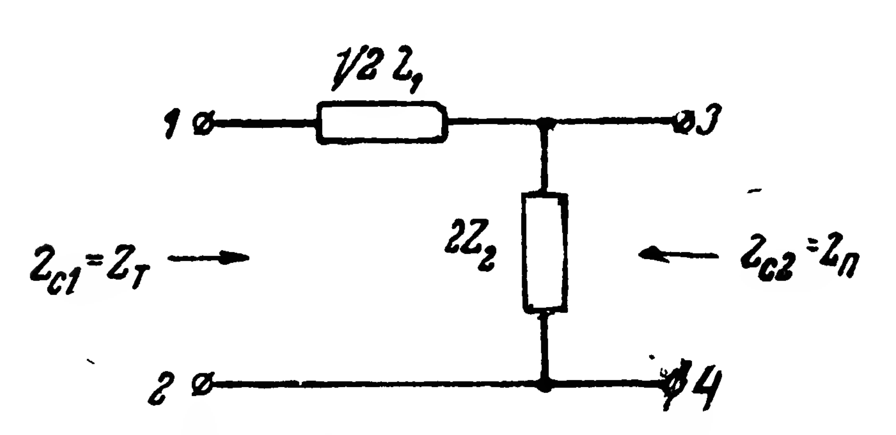


Рис. 14-4. Схема полузвена типа Г.

Схема фильтра, показанного на рис. 14-4, называется Г-образным полузвеном. Ветвь с сопротивлением $\frac{1}{2} Z_1$ называется последовательным плечом, а с сопротивлением $2Z_2$ — параллельным.

Схема полузвена Г — несимметричная; характеристическое сопротивление ее со стороны последовательного плеча будем обозначать $Z_т$, а со стороны параллельного — $Z_п$.

Соединяя два Г-образных полузвена последовательно, можно получить две другие схемы фильтров, показанные на рис. 14-5 и 14-6. Схема, изображенная на рис. 14-5, называется Т-образным звеном, а на рис. 14-6 — П-образным.

Схемы звеньев Т и П симметричны. Так как они образуются путем согласованного соединения двух полузвеньев типа Г, то их характеристические сопротивления будут

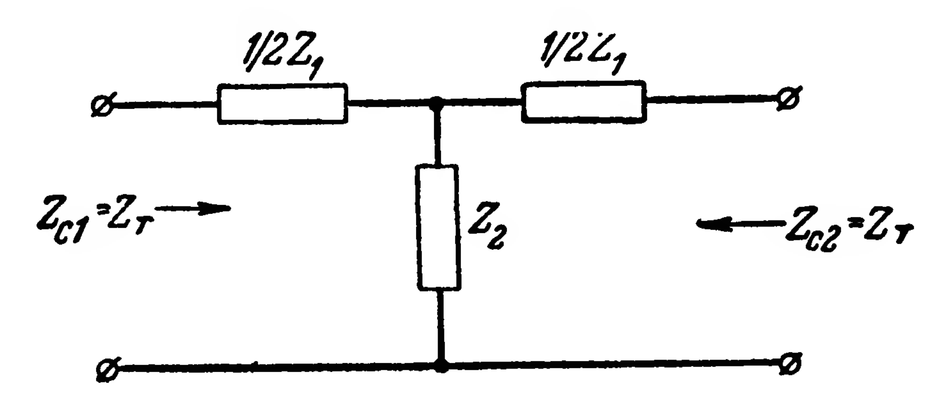


Рис. 14-5. Схема звена типа Т.

соответственно $Z_т$ и $Z_п$, а характеристические постоянные передачи

$$g_{ст} = g_{сп} = 2g_{сг} = g_c,$$

где $g_{ст}$, $g_{сп}$ и $g_{сг}$ — характеристические постоянные передачи соответственно звеньев Т, П и полузвена Г.

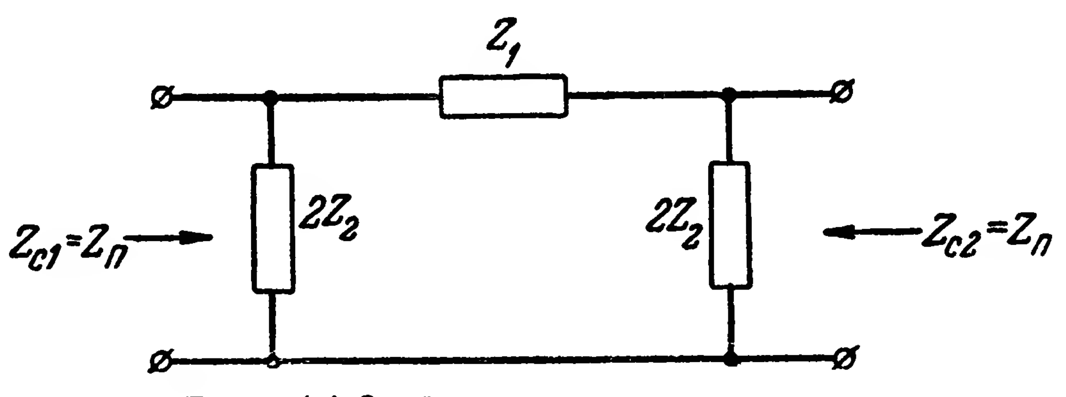


Рис. 14-6. Схема звена типа П.

Из данного равенства следуют такие же для характеристических затуханий и фаз:

$$b_{ст} = b_{сп} = 2b_{сг} = b_c;$$

$$a_{ст} = a_{сп} = 2a_{сг} = a_c.$$

Полузвено типа Г и звенья типов Т и П являются типовыми схемами цепочечных электрических фильтров. Эти схемы называют также *лестничными*.

Фильтры с требуемыми характеристиками затухания образуются путем последовательного согласованного соединения нескольких типовых звеньев или полузвеньев.

Используя данные выше определения, можно доказать, что для типовых звеньев характеристические сопротивления и постоянная передачи равны

$$\left.\begin{aligned} Z_{\text{т}} &= \sqrt{Z_1 Z_2}\sqrt{1+\frac{Z_1}{4Z_2}}; \\ Z_{\text{п}} &= \sqrt{Z_1 Z_2}\,\frac{1}{\sqrt{1+\frac{Z_1}{4Z_2}}}; \\ \operatorname{sh}\frac{g_c}{2} &= \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}25)$$

Анализируя (14-25) для идеального фильтра, когда сопротивления Z_1 и Z_2 чисто реактивные, можно найти условия, при выполнении которых характеристическое затухание $b_c=0$. Эти условия имеют вид:

$$\frac{Z_1}{Z_2}<0 \qquad (14\text{-}26)$$

и

$$\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|\leqslant 1. \qquad (14\text{-}27)$$

Полосу частот, при которых удовлетворяются данные условия, будем называть *идеальной полосой пропускания*.

Условие (14-26) означает, что в идеальной полосе пропускания сопротивления плеч должны иметь разный характер, так что если сопротивление одного плеча индуктивное, то другого — емкостное. Условие (14-27) означает, что в идеальной полосе пропускания модуль сопротивления последовательного плеча должен быть достаточно малым по сравнению с модулем сопротивления параллельного плеча.

Полосу частот, при которых условия (14-26) и (14-27) не выполняются, будем называть *идеальной полосой непропускания*.

При таком определении в идеальной полосе пропускания $b_c=0$, в идеальной полосе непропускания $b_c\neq 0$, а полоса перехода отсутствует. Частоты, лежащие на границе идеальных полос пропускания и непропускания, называются *частотами среза*.

Преобразуя (14-25), можно доказать, что в идеальной полосе пропускания

$$\left.\begin{aligned} b_c &= 0; \\ \sin\frac{a_c}{2} &= \pm\sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}28)$$

В идеальной полосе непропускания могут быть два случая:

1) если $\frac{Z_1}{Z_2} < 0$, то

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{ch}\frac{b_c}{2} &= \sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|}; \\ a_c &= \pm\pi; \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}29)$$

2) если же $\frac{Z_1}{Z_2} > 0$, то

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{sh}\frac{b_c}{2} &= \sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|}; \\ a_c &= 0. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}30)$$

Формулы (14-28) — (14-30) позволяют сравнительно легко рассчитать характеристические затухание и фазу фильтра для различных частот. Зная характеристические затухание и фазу, можно по (14-24) рассчитать рабочие затухание и фазу, которые представляют наибольший интерес для оценки работы фильтра в схеме.

Для наиболее распространенных на практике симметричных и антиметричных схем фильтров могут быть получены более компактные и удобные формулы, определяющие значения рабочего затухания.

В случае, когда сопротивления нагрузки и источника сигнала активны и одинаковы:

$$Z_н = Z_г = R_0,$$

в идеальной полосе пропускания симметричного фильтра рабочее затухание равно

$$b_р = \frac{1}{2}\ln\left|1 + \frac{1}{4}\left(\frac{Z_c}{R_0} - \frac{R_0}{Z_c}\right)^2 \sin^2 a_c\right|. \qquad (14\text{-}31)$$

В идеальной полосе пропускания антиметричного фильтра в таком же случае и при выполнении условия $Z_{c1}Z_{c2}=R_0^2$

$$b_\text{р}=\frac{1}{2}\ln\left|1+\frac{1}{4}\left(\frac{Z_{c2}}{R_0}-\frac{R_0}{Z_{c2}}\right)^2\cos^2 a_c\right|. \qquad (14\text{-}32)$$

В идеальной полосе непропускания симметричного фильтра

$$b_\text{р}=\frac{1}{2}\ln\left[1+\frac{1}{4}\left(\frac{|Z_c|}{R_0}+\frac{R_0}{|Z_c|}\right)^2\operatorname{sh}^2 b_c\right]. \qquad (14\text{-}33)$$

Для антиметричного фильтра в (14-33) нужно вместо Z_c подставить Z_{c2} или Z_{c1}.

Из (14-31) и (14-32) легко видеть, что в идеальной полосе пропускания $b_\text{р}>0$.

В идеальной полосе непропускания обычно $b_\text{р}>b_c$. В общем случае анализ (14-33) дает, что в этой полосе

$$b_\text{р}\geqslant b_c-0{,}69\ \textit{неп}.$$

в) Общие соотношения для фильтров типа К

Фильтрами типа К называются такие цепочечные фильтры, у которых произведение сопротивлений плеч постоянно и не зависит от частоты. Таким образом, для фильтров типа К выполняется условие

$$Z_1Z_2=R^2, \qquad (14\text{-}34)$$

где R — некоторая постоянная, имеющая размерность сопротивления.

Условие (14-34) физически может выполняться, если сопротивления плеч фильтра имеют различный характер. Поэтому для фильтров типа К всегда выполняется условие (14-26), т. е. $\frac{Z_1}{Z_2}<0$.

Введем обозначение

$$W=\sqrt{\left|\frac{Z_1}{4Z_2}\right|}. \qquad (14\text{-}35)$$

Величину W будем называть **нормированной частотой**.

Из (14-26) и (14-35) видно, что для фильтров типа К $\frac{Z_1}{4Z_2} = -W^2$ и основные формулы для расчета характеристических параметров могут быть записаны в виде

$$\left.\begin{aligned} Z_т &= R\sqrt{1-W^2}; \\ Z_п &= R\frac{1}{\sqrt{1-W^2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}36)$$

Из этих формул следует, что характеристические сопротивления $Z_т$ и $Z_п$ являются антиметричными, так как $Z_т Z_п = R^2$.

В полосе пропускания согласно (14-28)

$$\left.\begin{aligned} b_c &= 0; \\ \sin\frac{a_c}{2} &= \pm W, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}37)$$

а в полосе непропускания согласно (14-29)

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{ch}\frac{b_c}{2} &= W; \\ a_c &= \pm\pi. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}38)$$

Из (14-26) и (14-27) следует, что идеальная полоса пропускания для фильтра типа К лежит в пределах изменений нормированной частоты

$$W = 0 \div 1,$$

а нормированная частота среза, разделяющая идеальные полосы пропускания и непропускания, равна

$$W_c = 1. \qquad (14\text{-}39)$$

На рис. 14-7 приведены графики зависимости характеристических параметров фильтра типа К от нормированной частоты.

Рассмотрим соображения, определяющие выбор постоянной R фильтра.

Так как характеристические сопротивления фильтров типа К в идеальной полосе пропускания изменяются от значения R (рис. 14-7) до нуля ($Z_т$) или бесконечности ($Z_п$), то не представляется возможным согласовать с ни-

ми сопротивления нагрузки и источника сигнала во всей этой полосе. Особенно большое несогласование получается вблизи частот среза, что вызывает увеличение рабочего затухания при этих частотах.

В результате полоса пропускания, определяемая по характеристике рабочего затухания, обычно меньше, чем идеальная полоса пропускания.

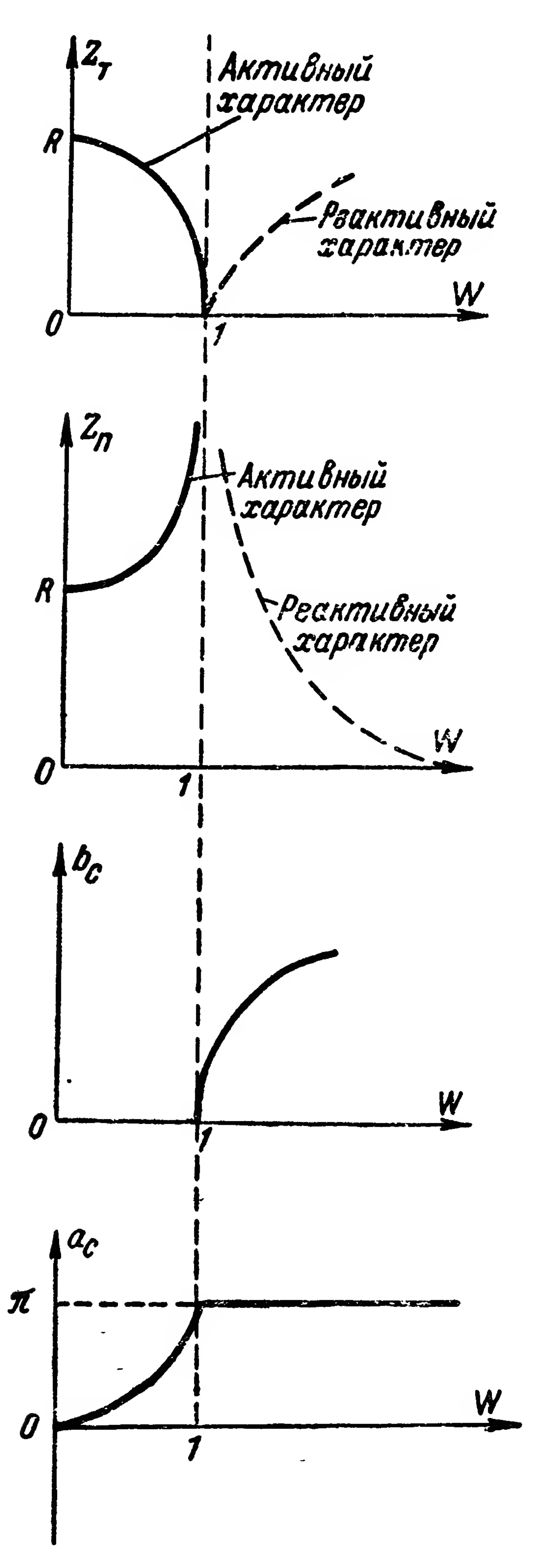


Рис. 14-7. Кривые зависимостей характеристических параметров фильтра типа К от нормированной частоты.

При показанном на рис. 14-8 выборе величины сопротивления нагрузки или источника сигнала R_0 согласование этого сопротивления с характеристическим имеет место лишь при одном значении нормированной частоты W.

Зададимся нормированной частотой $\varkappa$, лежащей на границе используемой полосы пропускания. Величину $\varkappa$ называют **коэффициентом использования полосы пропускания**.

Постоянную R фильтра целесообразно выбрать такой, чтобы в пределах используемой полосы пропускания отношения $\frac{Z_т}{R_0}$ и $\frac{Z_п}{R_0}$ по возможности меньше отклонялись от единицы. Тогда согласно (14-31) и (14-32) рабочее затухание в используемой полосе будет минимальным.

С этой целью постоянную R выбирают такой, чтобы сопротивление нагрузки или источника R_0 было средним геометрическим значений $Z_т$ или $Z_п$ при $W=0$ и $W=\varkappa$.

Легко убедиться, что для характеристического сопротив-

ления $Z_т$ этому требованию удовлетворяет постоянная, равная

$$R = \frac{R_0}{\sqrt[4]{1 - \varkappa^2}}, \qquad (14\text{-}40)$$

а для характеристического сопротивления $Z_п$

$$R = R_0 \sqrt[4]{1 - \varkappa^2}. \qquad (14\text{-}41)$$

Зная сопротивление R_0 и постоянную R, можно по (14-31) или (14-32) с учетом (14-36) найти рабочее затухание в полосе пропускания. Когда $\varkappa$ не очень близко

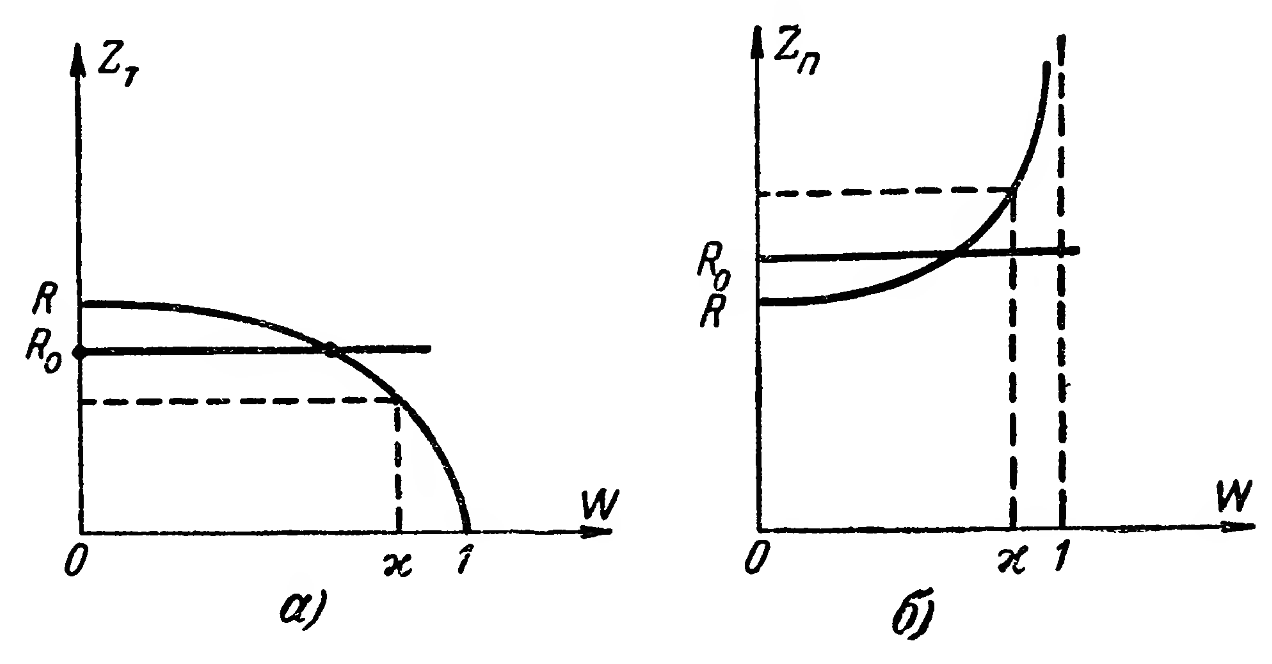


Рис. 14-8. Согласование сопротивлений нагрузки или источника сигнала с характеристическими сопротивлениями фильтров типа К.

к единице, это затухание получается небольшим. Если постоянная R выбирается по (14-40) или (14-41), то при $\varkappa \leqslant 0{,}91$ максимальное рабочее затухание, обусловленное несогласованием постоянных сопротивлений нагрузки и источника сигнала с характеристическими сопротивлениями выхода и входа, удовлетворяет условию $b_р < 0{,}1$ *неп.*

г) Фильтры нижних частот типа К

Идеальный фильтр нижних частот должен пропускать колебания с частотами от нуля до некоторой частоты среза $f_с$, включая постоянный ток. Поэтому в последовательное плечо такого фильтра должна быть включена индуктивность, а в параллельное — емкость.

На рис. 14-9 изображены схемы Г-, Т- и П-образных фильтров нижних частот.

Из этих схем видно, что к нагрузке будут проходить главным образом токи низких частот, так как для токов более высоких частот сопротивление последовательных плеч будет большим, а параллельных — малым. Большое сопротивление последовательного плеча как бы отключает

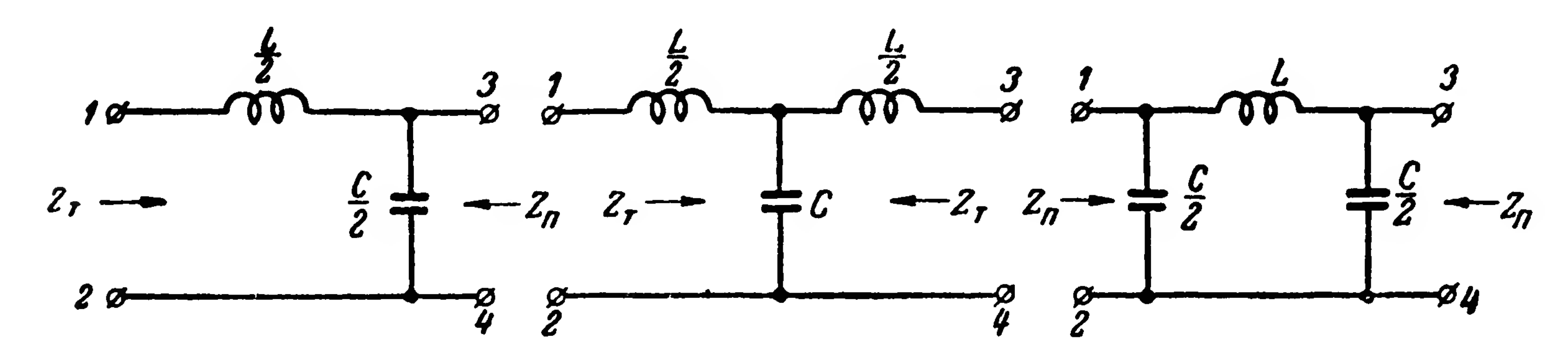


Рис. 14-9. Схемы фильтров нижних частот типа К

источник сигнала от нагрузки, а малое сопротивление параллельного плеча сильно шунтирует источник сигнала или нагрузку.

Для схем фильтров на рис. 14-9

$$Z_1 = j\omega L;\ Z_2 = \frac{1}{j\omega C}.$$

Согласно (14-34) для этих схем

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{14-42}$$

Подставляя в (14-35) значения Z_1 и Z_2, получим, что для фильтров нижних частот нормированная частота

$$W = \pi\sqrt{LC}f.$$

Пользуясь (14-39), определяем частоту среза:

$$f_с = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}. \tag{14-43}$$

Учитывая (14-43), нормированную частоту можно представить в виде

$$W = \frac{f}{f_с}. \tag{14-44}$$

Из (14-44) следует, что для фильтров нижних частот графики зависимости характеристических параметров от частоты колебаний f будут отличаться от графиков на рис. 14-7 лишь масштабом.

При расчете фильтра обычно бывают заданы или предварительно выбраны:

1) сопротивление нагрузки или источника сигнала (генератора) R_0;

2) ширина полосы пропускания $f = 0 \div f_п$ и максимальное затухание в этой полосе $b_п$;

3) границы полосы непропускания $f = f_з \div \infty$ и минимальное затухание в ней $b_з$.

Расчет фильтра при этих условиях может быть выполнен в следующем порядке.

Выбрав схему типового звена и задавшись коэффициентом использования полосы пропускания $\varkappa = 0{,}7 - 0{,}9$, можно по (14-40) или (14-41) найти постоянную R.

Частота среза определяется по формуле $f_c = \dfrac{f_п}{\varkappa}$.

Зная постоянную R и частоту среза f_c, можно определить параметры элементов схемы. Из (14-42) и (14-43) имеем:

$$L = \frac{R}{\pi f_c}; \quad C = \frac{1}{\pi f_c R}.$$

Характеристическое затухание звена в идеальной полосе непропускания может быть рассчитано по (14-38). В заданной полосе непропускания характеристическое затухание в первом приближении должно удовлетворять условию

$$b_c - 0{,}69 \ \textit{неп} \geqslant b_з, \text{ или } b_c \geqslant b_з + 0{,}69 \ \textit{неп}.$$

Если это условие не выполняется, то последовательно с данным звеном могут быть присоединены одно или более звеньев или полузвеньев. При последовательном согласованном соединении типовых звеньев характеристические затухания суммируются.

Подобрав необходимое количество звеньев и полузвеньев и рассчитав кривую характеристического затухания, производят расчет характеристики рабочего затухания, для чего используются (14-24) или (14-31)—(14-33).

Получив характеристику рабочего затухания, можно проверить выполнение заданных требований $b_р \leqslant b_п$ в полосе пропускания и $b_р \geqslant b_з$ в полосе непропускания. На рис. 14-10 показан примерный вид графика характеристики рабочего затухания фильтра нижних частот типа К.

д) Фильтры верхних частот типа К

Идеальный фильтр верхних частот должен пропускать колебания, частота которых лежит в пределах $f = f_c \div \infty$. Чтобы удовлетворить этому требованию, в последовательное плечо такого фильтра должна быть включена емкость, а в параллельное—индуктивность.

На рис. 14-11 изображены типовые схемы Г-, Т- и П-образных фильтров верхних частот.

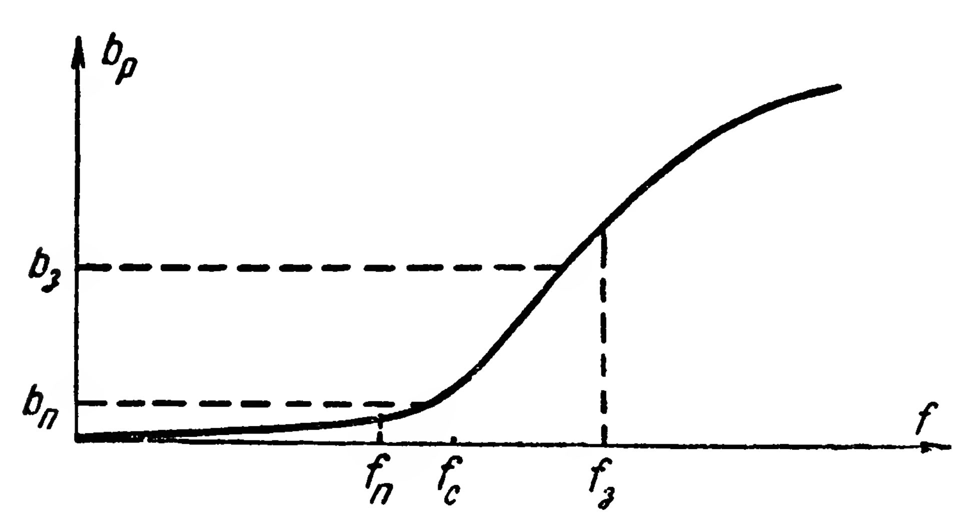


Рис. 14-10. Характеристика рабочего затухания фильтра нижних частот типа К.

Из этих схем видно, что к нагрузке будут проходить главным образом токи высоких частот, так как для малых частот сопротивления последовательных плеч будут большими, а параллельных—малыми.

Для данных схем сопротивления плеч равны:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C}; \quad Z_2 = j\omega L.$$

Повторяя рассуждения, приведенные в п. «г», получим основные соотношения для фильтров верхних частот:

постоянная фильтра

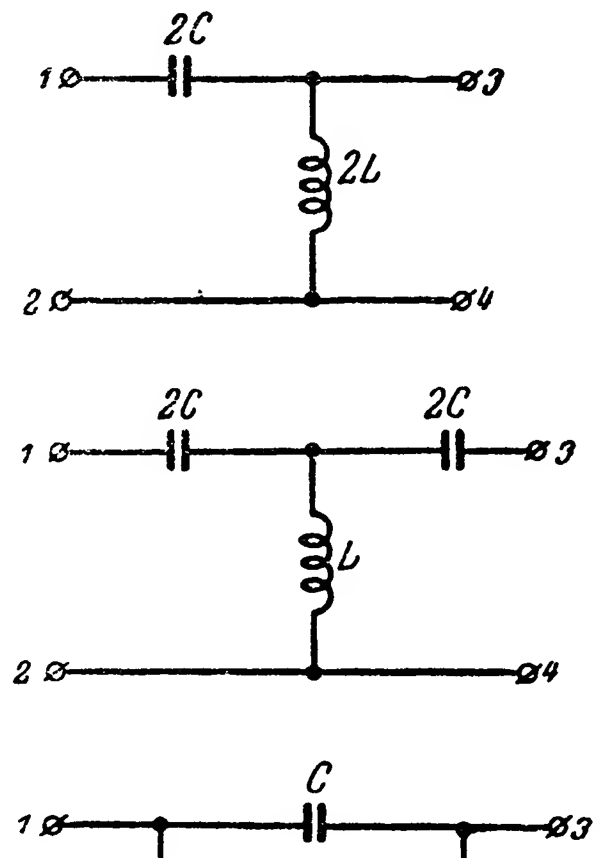
$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}; \qquad (14\text{-}45)$$

частота среза

$$f_c = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}; \qquad (14\text{-}46)$$

нормированная частота

$$W = \frac{f_c}{f}. \qquad (14\text{-}47)$$



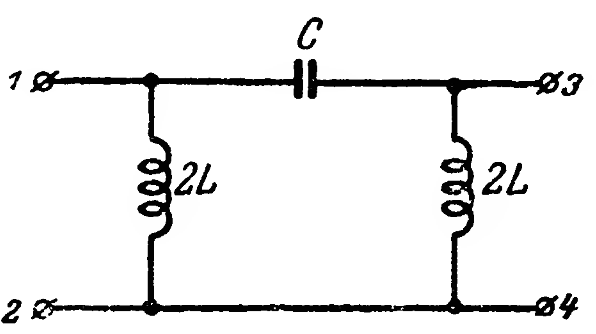


Рис. 14-11. Схемы фильтров верхних частот типа К.

Исходные данные для расчета фильтра верхних частот могут быть аналогичными данным для фильтра нижних частот.

Если для фильтра верхних частот заданная полоса пропускания лежит в пределах $f = f_п \div \infty$, то частота среза f_c определяется по формуле $f_c = \varkappa f_п$.

Постоянная R фильтра может быть определена точно так же, как и для фильтра нижних частот. Коль скоро определены R и f_c, из (14-45) и (14-46) получим формулы для расчета параметров элементов:

$$L = \frac{R}{4\pi f_c}; \quad C = \frac{1}{4\pi f_c R}.$$

В остальном расчет может быть произведен так же, как и для фильтров нижних частот.

е) Полосовые фильтры типа К

Идеальный полосовой фильтр должен пропускать колебания с частотами, лежащими в пределах между нижней f_{c1} и верхней f_{c2} частотами среза: $f = f_{c1} \div f_{c2}$.

Для того чтобы полосовой фильтр не пропускал колебаний более низких и более высоких частот, сопротивление последовательных плеч для частот ниже f_{c1} и выше f_{c2} должно быть большим, а параллельных — малым. Этим требованиям удовлетворяют контуры соответственно с последовательным и параллельным резонансами.

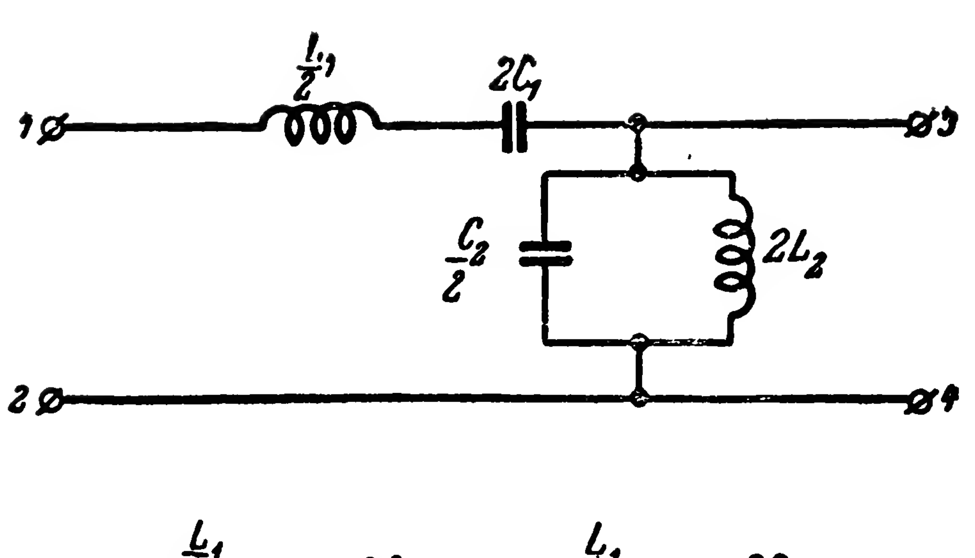
На рис. 14-12 изображены Г-, Т- и П-образные схемы полосовых фильтров типа К.

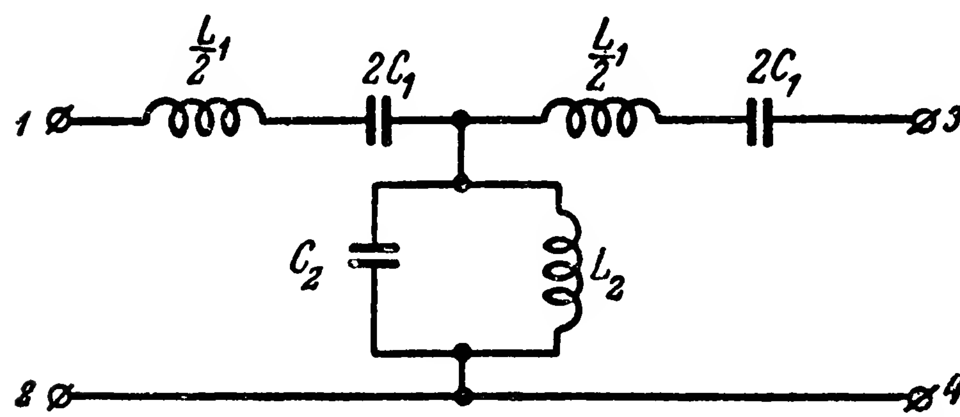
В этих схемах контуры в последовательных и параллельных плечах настраиваются на одну и ту же резонансную угловую частоту

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}}.$$

Сопротивления плеч без учета активного сопротивления (идеальный фильтр) могут быть представлены в виде

$$Z_1 = -jL_1\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega}; \quad Z_2 = j\frac{1}{C_2}\cdot\frac{\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}.$$





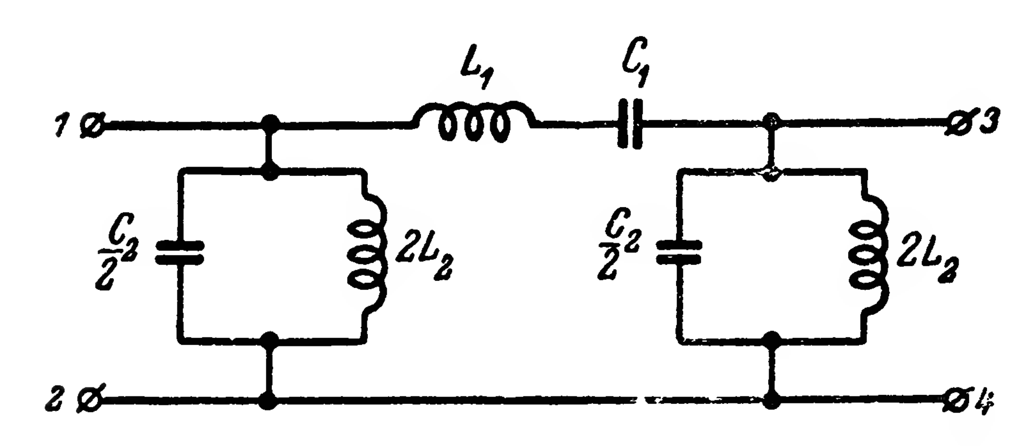


Рис. 14-12. Схемы полосовых фильтров типа К.

Повторяя рассуждения, приведенные для фильтров нижних частот, получим основные соотношения для полосовых фильтров:

постоянная

$$R=\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}=\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}; \tag{14-48}$$

частоты среза

$$\left.\begin{aligned} f_{c1}&=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_1C_1}+\frac{1}{L_1C_2}}-\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_1C_2}};\\ f_{c2}&=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_1C_1}+\frac{1}{L_1C_2}}+\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_1C_2}}.\end{aligned}\right\} \tag{14-49}$$

Из последних равенств следует:

$$\sqrt{f_{c1} f_{c2}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = f_0. \qquad (14\text{-}50)$$

Следовательно, резонансная частота контуров f_0 плеч фильтра равна среднему геометрическому значений частот среза f_{c1} и f_{c2}. При относительно узкой полосе пропускания, т. е. $\frac{f_{c2} - f_{c1}}{f_0} \ll 1$, среднее геометрическое значение может быть заменено средним арифметическим

$$f_0 \approx \frac{f_{c1} + f_{c2}}{2}.$$

Выражение для нормированной частоты полосовых фильтров может быть получено из (14-35) после подстановки в него значений Z_1 и Z_2:

$$W = \left| \frac{\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}}{\frac{f_{c2}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{c2}}} \right|. \qquad (14\text{-}51)$$

Используя (14-50), нетрудно убедиться, что формула (14-51) не изменится, если в нее вместо f_{c2} поставить f_{c1}.

Формула (14-51) показывает, что каждому значению нормированной частоты W_i соответствуют два значения частоты колебаний: f_{i1} и f_{i2}, причем среднее геометрическое частот f_{i1} и f_{i2} равно резонансной частоте контуров:

$$\sqrt{f_{i1} f_{i2}} = f_0.$$

На рис. 14-13 приведены графики зависимостей характеристических сопротивлений и затухания от частоты колебаний для полосового фильтра типа К. Эти графики могут быть получены путем расчета по формулам (14-36) и (14-38) или перестроения графиков на рис. 14-7. В последнем случае достаточно, пользуясь (14-51), перевести нормированную частоту W в частоту колебаний f.

Если для расчета полосового фильтра заданы границы полосы пропускания $f = f_{п1} \div f_{п2}$, то резонансная частота

контуров может быть найдена как средняя геометрическая:

$$f_0 = \sqrt{f_{п1} f_{п2}}.$$

Задаваясь коэффициентом использования полосы пропускания $\varkappa$ и полагая в (14-51) $f = f_{п2}$ или $f = f_{п1}$, а $W = \varkappa$, найдем частоты среза f_{c2} и f_{c1}.

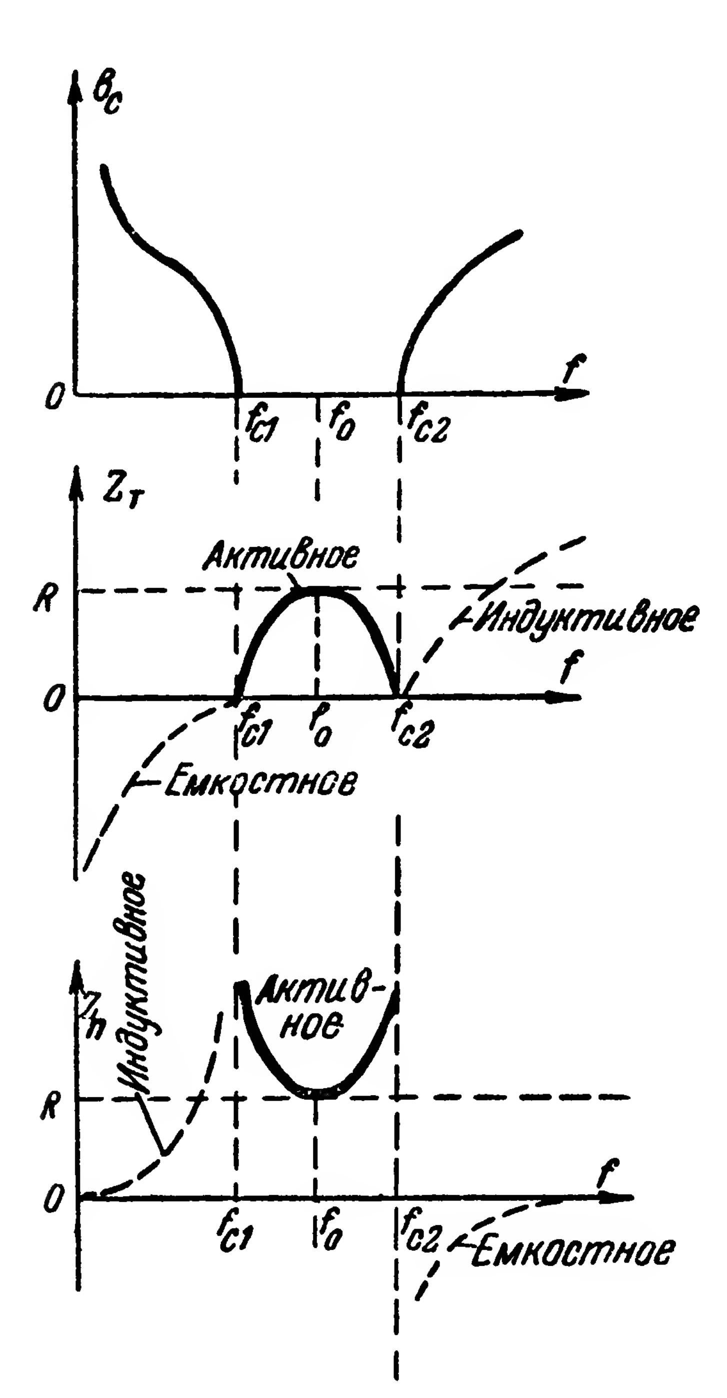


Рис. 14-13. Графики зависимостей характеристических параметров полосовых фильтров типа К от частоты колебаний.

При относительно узкой полосе пропускания получим:

$$f_{c2} \approx f_0 + \frac{f_{п2} - f_{п1}}{2\varkappa};$$

$$f_{c1} \approx f_0 - \frac{f_{п2} - f_{п1}}{2\varkappa}.$$

Определив требования к постоянной R фильтра (как это было пояснено в п. „г") и найдя частоты среза f_{c1} и f_{c2}, можно рассчитать параметры основных элементов схемы. Формулы для расчета этих параметров получаются из (14-48)—(14-50) и имеют вид

$$L_1 = \frac{R}{\pi (f_{c2} - f_{c1})};$$

$$L_2 = \frac{R (f_{c2} - f_{c1})}{4\pi f_{c1} f_{c2}};$$

$$C_1 = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{4\pi R f_{c1} f_{c2}};$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi R (f_{c2} - f_{c1})}.$$

В остальном расчет полосового фильтра может быть произведен так же, как и фильтра нижних частот.

ж) Цепочечные LC-фильтры типа m

Рассмотрение характеристик фильтров типа К показывает, что им присущи следующие недостатки:

1. Характеристика затухания имеет малую крутизну, что обусловливает нечеткое разделение полос пропускания

и непропускания, проявляющееся в увеличении полосы перехода.

Уменьшения полосы перехода можно добиться путем применения последовательного соединения нескольких звеньев. При этом, однако, неизбежно увеличивается затухание в полосе пропускания, обусловленное активными потерями в элементах фильтра. Кроме того, использование нескольких звеньев связано со значительным увеличением числа элементов и стоимости фильтра.

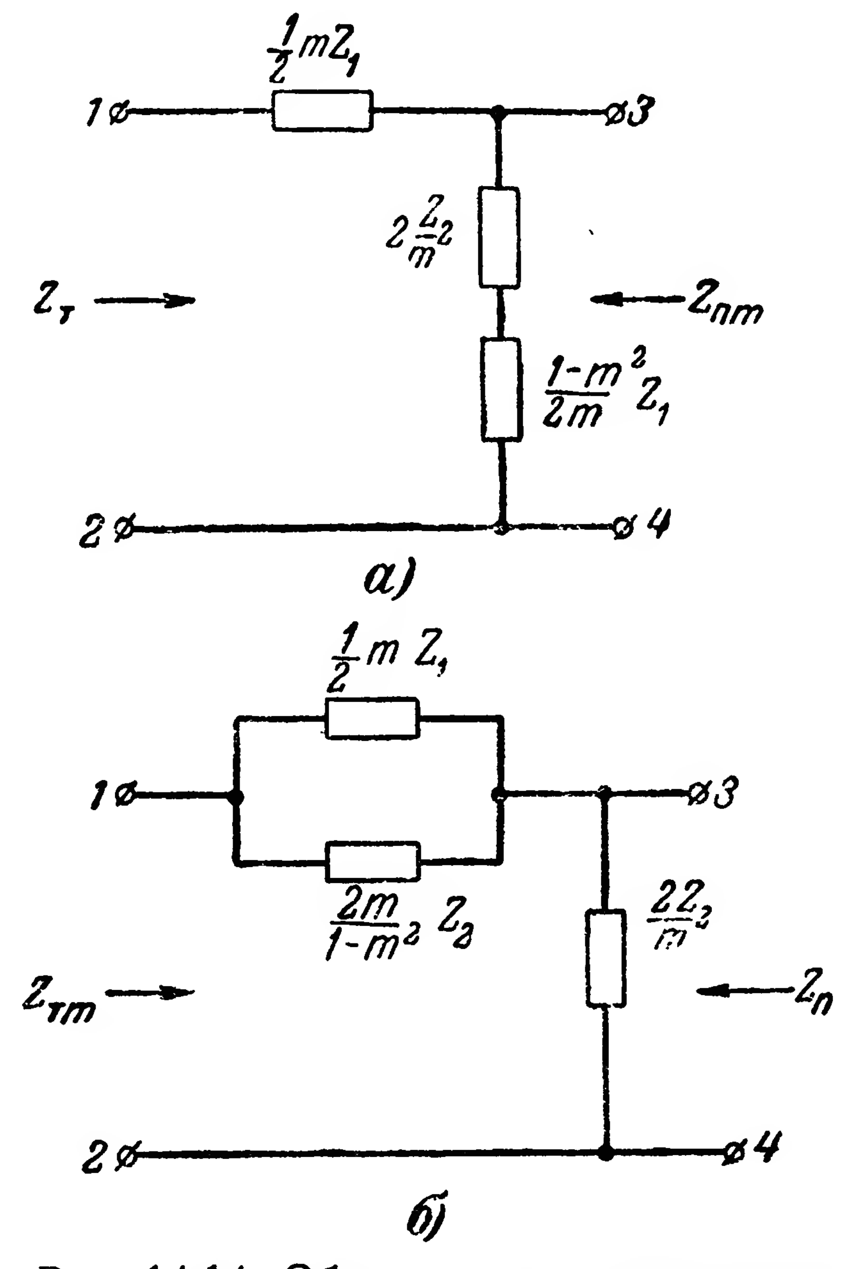


Рис. 14-14. Общие схемы полузвеньев типа m.

2. Характеристическое сопротивление в полосе пропускания изменяется с изменением частоты так, что постоянное сопротивление нагрузки или источника сигнала может быть согласовано с характеристическим сопротивлением $Z_т$ или $Z_п$ лишь при одном значении частоты. В результате для фильтров типа К возможно использование идеальной полосы пропускания лишь в пределах 70—90%.

Ввиду указанных недостатков фильтров типа К наряду с ними применяются фильтры и других типов. Значительное распространение получили фильтры типа m.

На рис. 14-14 изображены схемы Г-образных полузвеньев типа m. Они получены путем преобразования схемы типа К (рис. 14-4), являющейся в данном случае прототипом. Коэффициент m — вещественное число, лежащее в пределах $0<m<1$. При $m=1$ фильтр типа m переходит в фильтр типа К.

Схемы на рис. 14-14 построены таким образом, что характеристические сопротивления со стороны одних зажимов такие же, как и у фильтров типа К ($Z_т$ и $Z_п$), а характеристические сопротивления со стороны других зажимов ($Z_{тm}$

и $Z_{пm}$) значительно лучше согласуются с постоянными по величине сопротивлениями нагрузки или источника сигнала

Указанные свойства характеристических сопротивлений полузвеньев типа m позволяют соединять их между собой (при этом получаются Т- и П-образные звенья типа m) и с фильтрами типа К.

Приведенные в п. «б» общие формулы для расчета характеристических параметров и условия существования полосы пропускания в цепочечных фильтрах остаются справедливыми и для фильтра типа m. При этом только под $^1/_2 Z_1$ и $2Z_2$ следует понимать полные эквивалентные сопротивления последовательного и параллельного плеч полузвена Г фильтра типа m.

Для идеального фильтра типа m общие формулы п. «б» приводятся к виду

$$Z_{тm} = R\sqrt{1 - W^2}\frac{1}{1 - (1 - m^2)W^2};$$

$$Z_{пm} = R\frac{1}{\sqrt{1 - W^2}}[1 - (1 - m^2)W^2].$$

В этих формулах W — нормированная частота, определяемая по тем же формулам, что и для соответствующих фильтров типа К.

По данным формулам для различных значений m построены обобщенные кривые зависимости характеристических сопротивлений $Z_{тm}$ и $Z_{пm}$ от нормированной частоты в идеальной полосе пропускания (рис. 14-15).

Идеальная полоса пропускания фильтра типа m, как и у его прототипа, лежит в пределах изменений нормированной частоты

$$W = 0 \div 1.$$

Из рис. 14-15 видно, что характеристические сопротивления $Z_{тm}$ и $Z_{пm}$ могут быть лучше согласованы с постоянным сопротивлением нагрузки или источника сигнала, чем характеристические сопротивления $Z_т$ и $Z_п$. Полное согласование $Z_{тm}$ и $Z_{пm}$ с постоянным сопротивлением может быть получено при двух значениях нормированной частоты.

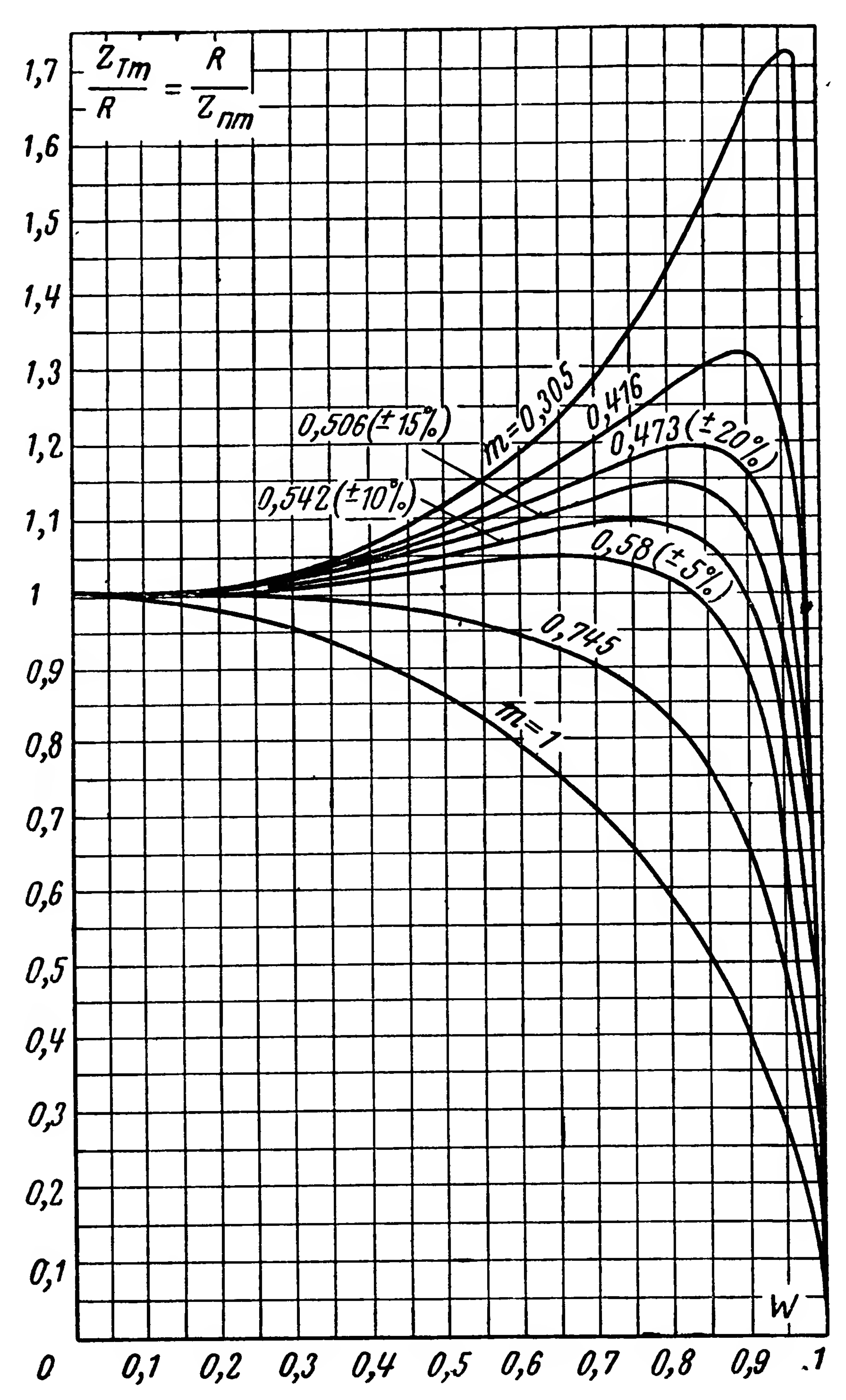


Рис. 14-15. Графики зависимости характеристических сопротивлений типа m от нормирозанной частоты.

При $1 \leqslant W \leqslant \frac{1}{\sqrt{1-m^2}}$ затухание в идеальной полосе непропускания находится из формулы

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{ch}\frac{b_c}{2} &= \frac{mW}{\sqrt{1-(1-m^2)W^2}}, \\ \text{а при } \frac{1}{\sqrt{1-m^2}} &\leqslant W < \infty \text{ — из} \\ \operatorname{sh}\frac{b_c}{2} &= \frac{mW}{\sqrt{(1-m^2)W^2-1}}. \end{aligned}\right\} \quad (14\text{-}52)$$

На рис. 14-16 по данным формулам для различных значений m построены кривые зависимости характеристического затухания от нормированной частоты. Из этих графиков видно, что при некотором значении нормированной частоты

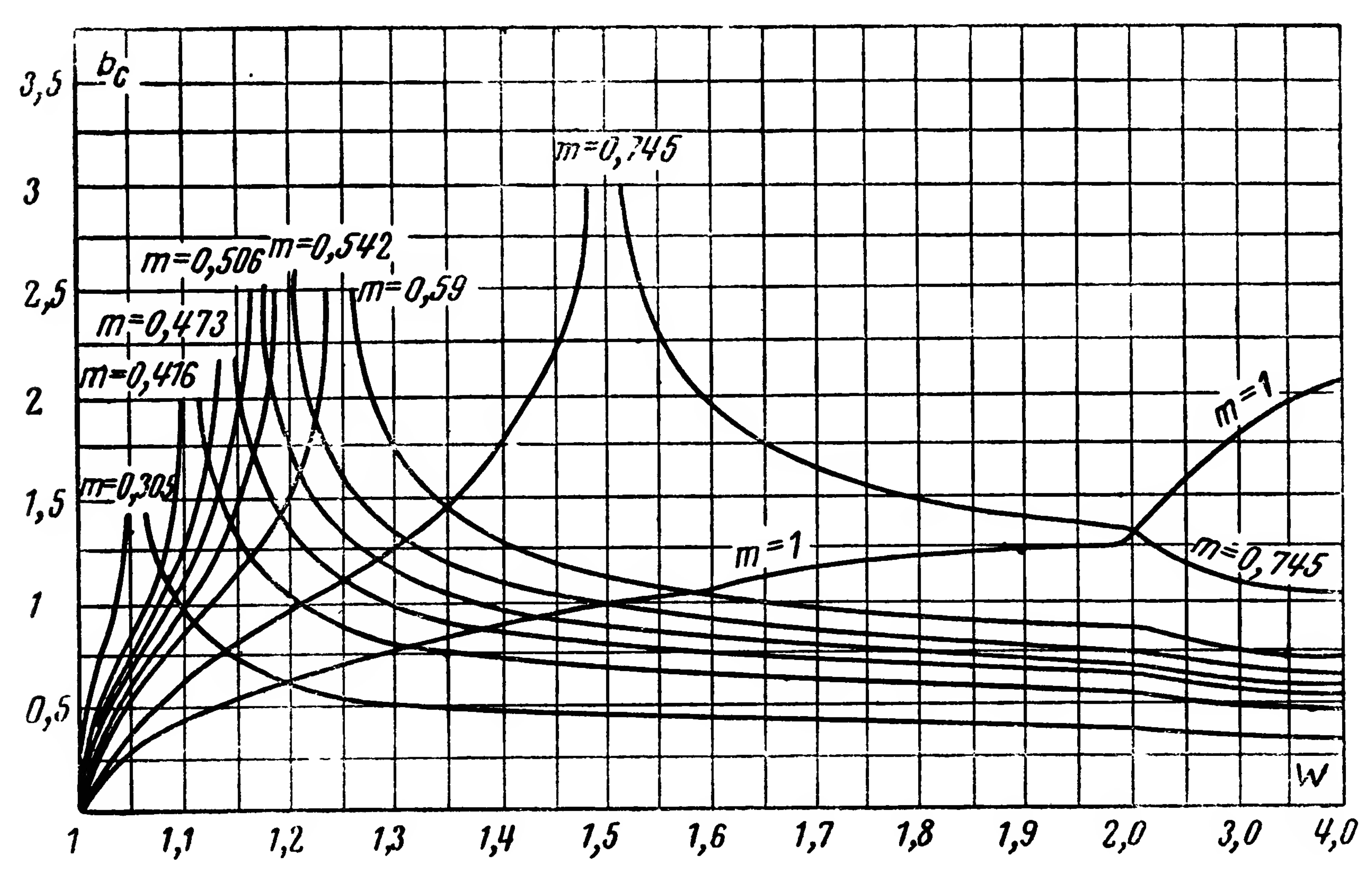


Рис. 14-16. Графики зависимости характеристического затухания звена типа m от нормированной частоты.

$$W_\infty = \frac{1}{\sqrt{1-m^2}}$$

характеристическое затухание равно бесконечности. Это значение частоты называется **частотой бесконечного затухания**. Кроме того, из рис. 14-16 видно, что

с уменьшением коэффициента m частота бесконечного затухания приближается к частоте среза (при $m \to 0$ $W_\infty \to 1$). При этом возрастает крутизна переднего ската кривой затухания и уменьшается затухание при больших значениях нормированной частоты. Это обстоятельство заставляет

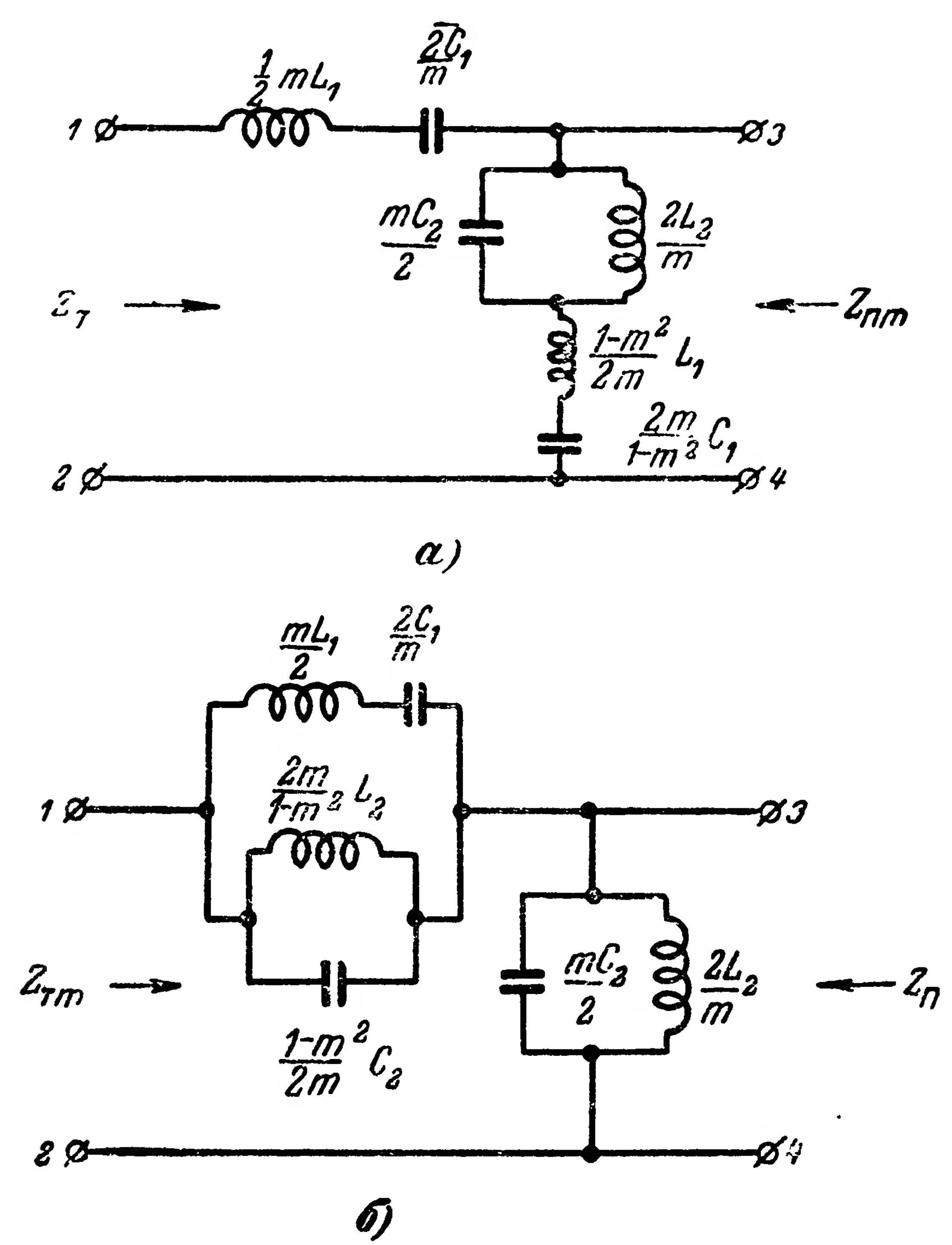


Рис. 14-17. Схемы полосовых полузвеньев типа m.

выбирать оптимальное значение коэффициента m применительно к конкретным требованиям к характеристике затухания.

На рис. 14-17 приведены примеры схем Г-образных полузвеньев полосовых фильтров типа m, а на рис. 14-18— кривые зависимостей характеристических сопротивлений и затухания этих схем от частоты колебаний f. Переход от W к f произведен по (14-51).

Из данных схем и графиков нетрудно найти объяснение причин появления частот бесконечного затухания. В схеме на рис. 14-17,*а* частоты бесконечного затухания соот-

ветствуют двум частотам последовательного резонанса в параллельном плече, а в схеме на рис. 14-17,*б* — двум частотам параллельного резонанса в последовательном плече.

Ввиду наличия активных потерь в элементах фильтра затухание при частотах $f_{1\infty}$ и $f_{2\infty}$ в действительности получается не бесконечно большим, а имеет конечное, но достаточно большое значение.

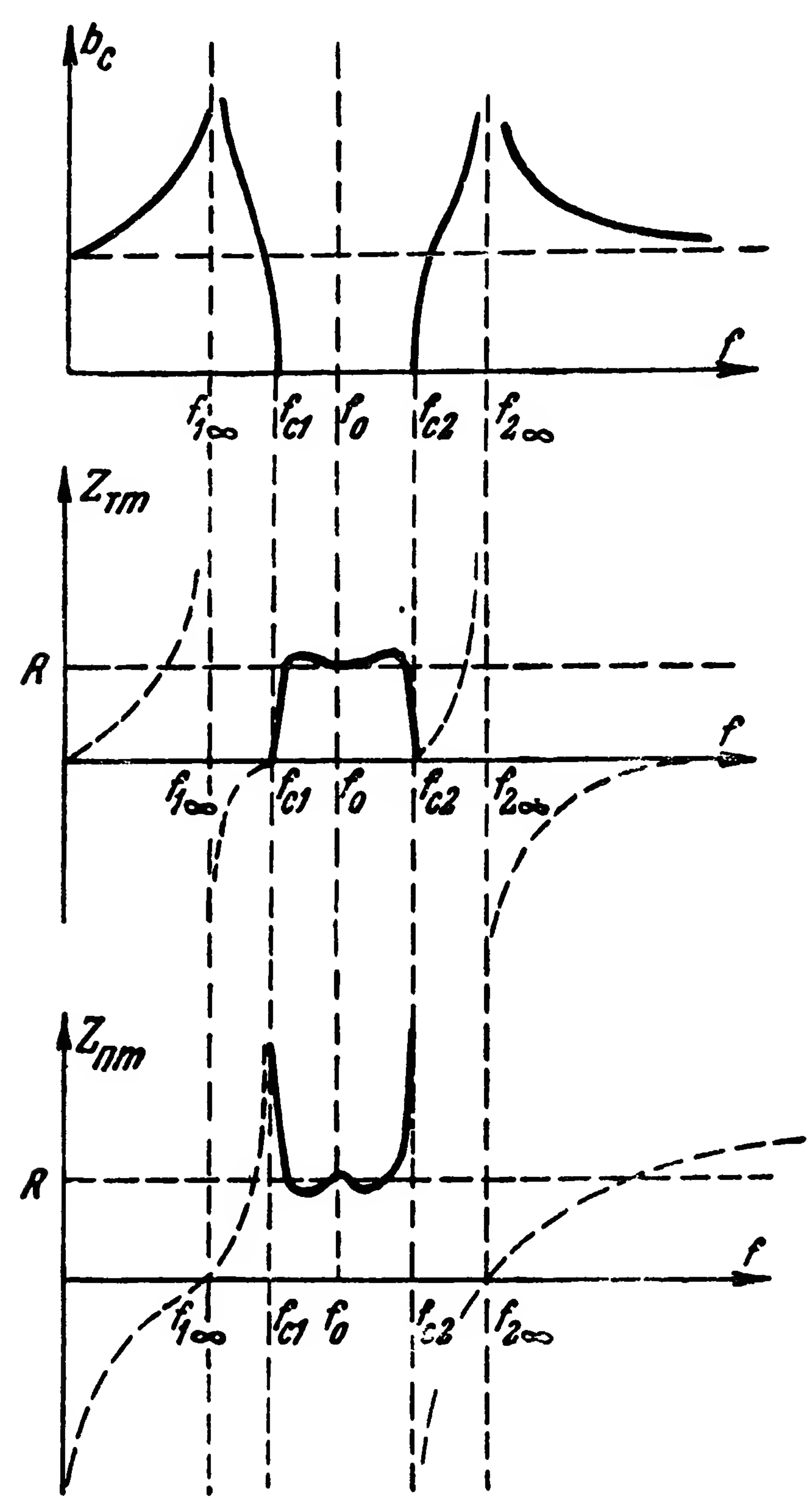


Рис. 14-18. Графики зависимостей характеристических параметров полосового фильтра типа m от частоты колебаний.

При расчете фильтра типа m вначале рассчитывают параметры прототипа (соответствующего фильтра типа К), а затем, выбрав коэффициент m, производят расчет характеристических параметров фильтра типа m.

Сопротивление нагрузки или источника сигнала R₀ согласуется с характеристическим сопротивлением $Z_{\text{т}m}$ или $Z_{\text{п}m}$, как это показано на рис. 14-19. Можно доказать [Л. 17 и 63], что если коэффициент m выбирается из условия наилучшего согласования сопротивления R_0 с характеристическими в используемой полосе пропускания $0 \div \varkappa$, то он должен быть равен

$$m = \frac{\sqrt[4]{1 - \varkappa^2}}{\sqrt{1 + \sqrt{1 - \varkappa^2}}}.$$

Постоянная R прототипа при этом должна выбираться соответственно характеристическим сопротивлениям:

для $Z_{\text{т}m}$

$$R = R_0 \sqrt{\frac{2\sqrt[4]{1 - \varkappa^2}}{1 + \sqrt{1 - \varkappa^2}}},$$

а для $Z_{пm}$

$$R = R_0 \sqrt{\frac{1+\sqrt{1-\varkappa}}{2\sqrt{1-\varkappa^2}}}.$$

Коэффициент использования полосы пропускания $\varkappa$ при таком выборе параметров может быть достаточно близким к единице. Подсчеты показывают, что при $\varkappa \leqslant 0{,}98$ рабо-

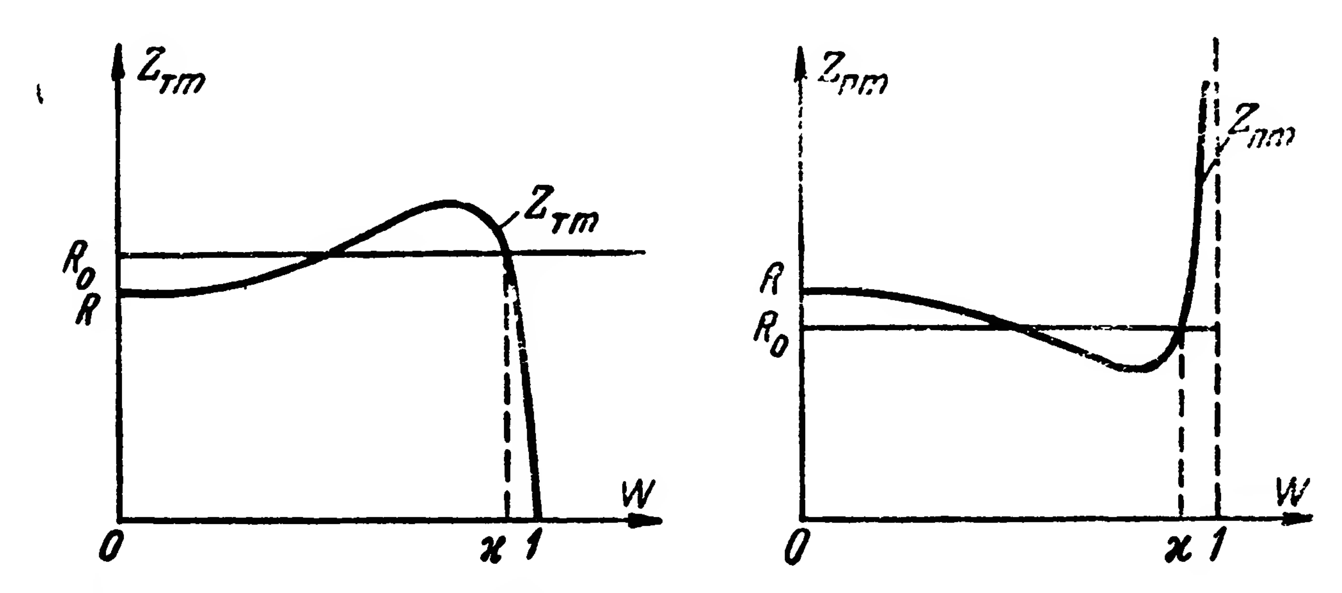


Рис. 14-19. Согласование сопротивлений нагрузки или источника сигнала с характеристическими сопротивлениями фильтров типа m.

чее затухание, обусловленное несогласованием сопротивления R_0 с характеристическими,

$$b_р < 0{,}01 \text{ неп.}$$

Расчет рабочего затухания фильтра типа m производится по общим формулам, приведенным в п. „а" и „б".

Недостатком фильтра типа m является уменьшение затухания при $W > W_\infty$. Согласно (14-52) при $W \to \infty$

$$\operatorname{sh}\frac{b_c}{2} \to \frac{m}{\sqrt{1-m^2}},$$

в то время как для фильтра типа К при том же условии по (14-38)

$$\operatorname{ch}\frac{b_c}{2} \to \infty$$

и, следовательно, $b_c \to \infty$.

Чтобы устранить этот недостаток, часто применяют последовательное соединение фильтров тиов К и m.

з) Понятие о мостовых LC-фильтрах

Мостовыми называются такие фильтры, у которых сопротивления плеч образуют мост, обычно симметричный (рис. 14-20). К одной диагонали этого моста (зажимы *1*, *2*) подключается источник сигнала, а к другой (зажимы *3*, *4*) — сопротивление нагрузки.

Схему мостового фильтра принято изображать в виде, показанном на рис. 14-21,*а* или *б*. При этом ветви с сопротивлениями Z_1 условно называют последовательными, а с сопротивлениями Z_2 — параллельными.

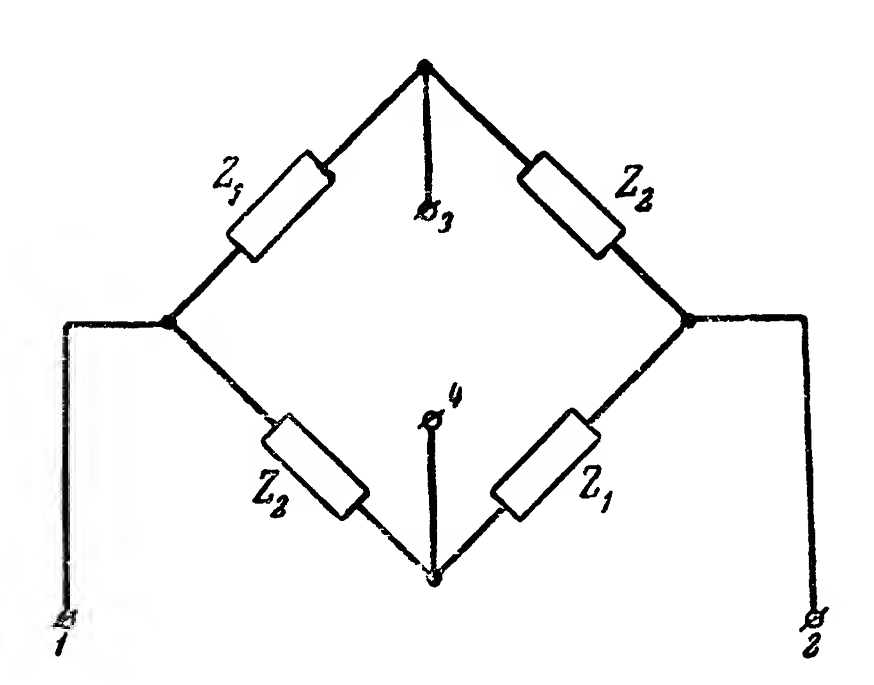


Рис. 14-20. Общая схема мостового электрического фильтра.

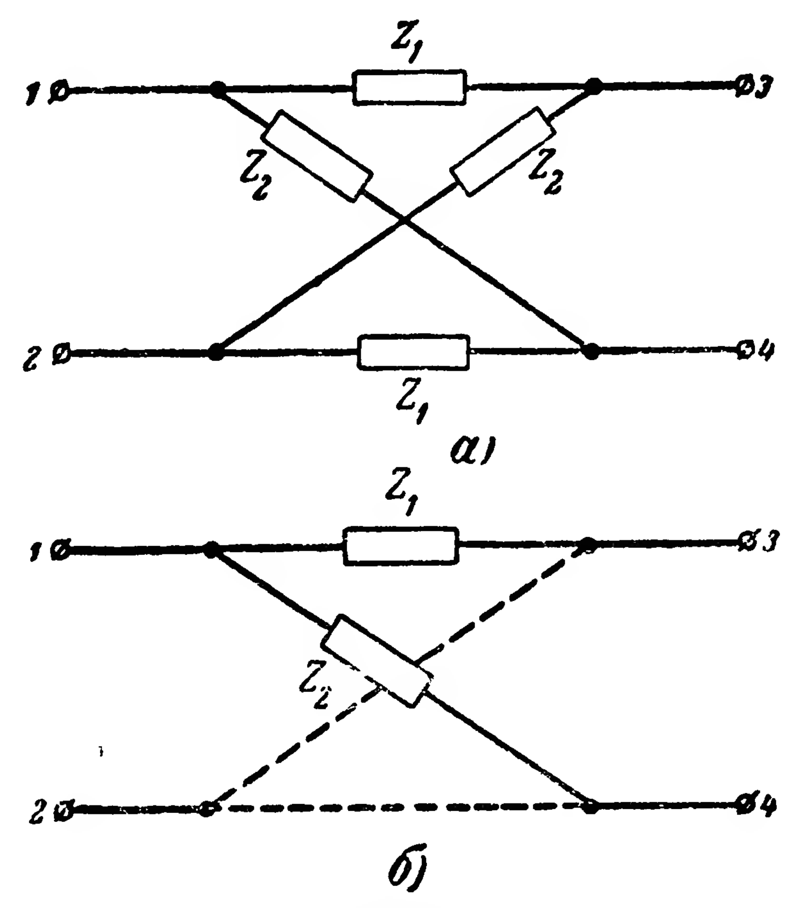


Рис. 14-21. Варианты начертания схемы мостового фильтра.

Теоретическое рассмотрение работы мостовых фильтров показывает, что при включении в их плечи соответствующим образом подобранных сопротивлений можно получить

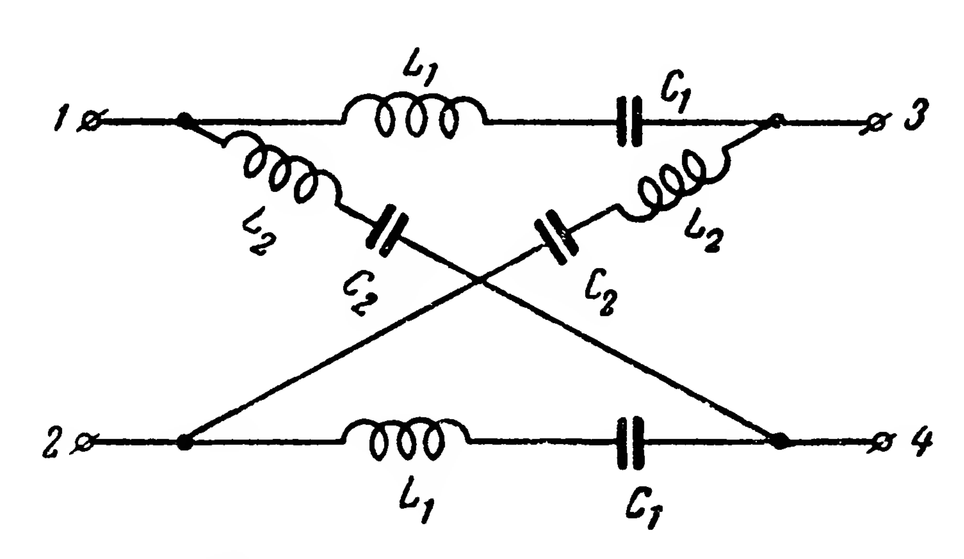


Рис. 14-22. Пример схемы полосового мостового фильтра.

разнообразные зависимости затухания и характеристических сопротивлений от частоты.

Идеальная полоса пропускания мостовых фильтров ограничивается частотами, в пределах которых выполняется условие

$$\frac{Z_1}{Z_2} < 0.$$

На рис. 14-22 приведен пример схемы простейшего полосового мостового LC-фильтра. Полоса пропускания этого фильтра ограничивается частотами среза f_{c1} и f_{c2}, равными

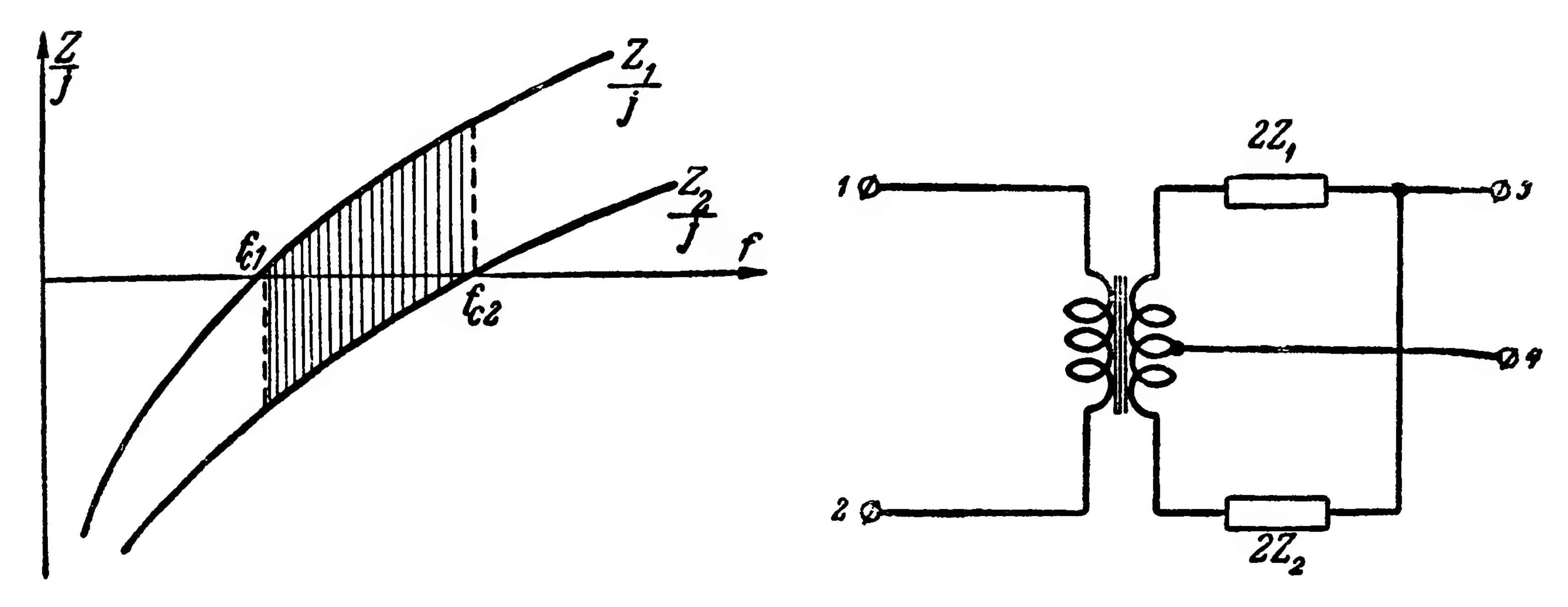


Рис. 14-23. Зависимости сопротивлений плеч схемы на рис. 14-22 от частоты колебаний.

Рис. 14-24. Схема дифференциально-мостового фильтра с трансформатором.

частотам последовательного резонанса сопротивлений плеч (рис. 14-23).

При выполнении определенных условий [Л. 13 и 17] мостовая схема может быть преобразована в эквивалентную ей цепочечную (лестничную).

Недостатком мостовых фильтров по сравнению с цепочечными является большее число элементов. Для устранения этого недостатка часто используются дифференциально-мостовые схемы (рис. 14-24), свойства которых отличаются от свойств мостовых схем лишь в меру отличия свойств идеального трансформатора от свойств реального.

Необходимость применения трансформатора в схеме на рис. 14-24 делает ее не всегда приемлемой, так как трансформатор, как правило, является нежелательным элементом схемы ввиду сравнительно больших габаритов, веса и стоимости.

Другим недостатком мостовых схем является то, что один из входных и один из выходных концов не могут быть подключены к одной точке, например корпусу, как это часто требуется.

Ввиду указанных недостатков мостовые LC-фильтры используются значительно реже, чем цепочечные.

и) Разделение LC-фильтров на классы

LC-фильтры разделяются на различные классы по сопротивлению и затуханию.

Класс фильтра по сопротивлению определяется числом нормированных частот, при которых постоянное сопротивление нагрузки или источника сигнала может согласоваться с характеристическим.

По этому признаку фильтры типа К принадлежат к первому классу по сопротивлению, а фильтры типа m — ко второму.

Класс фильтра по затуханию определяется числом нормированных частот бесконечного затухания.

По этому признаку фильтры типа К принадлежат к первому классу по затуханию, а типа m — ко второму. Соединяя последовательно несколько звеньев типа m с различными частотами бесконечного затухания (различные значения m), можно получить фильтр, имеющий более высокий класс по затуханию.

14-3. LC- и RC-фильтры с усилителями

а) Общие сведения о фильтрах с усилителями

Для обеспечения точного контроля частоты посылок сигнала сообщения в ряде случаев требуется построение фильтров с весьма узкой (относительно средней частоты) полосой пропускания в диапазоне сравнительно низких частот.

Построение подобных цепочечных и мостовых LC-фильтров связано с рядом затруднений, основными из которых являются:

1) создание больших индуктивностей с высокой добротностью (необходимо применение магнитных систем из специальных материалов — пермаллоя, ферритов и др., которые, однако, не всегда позволяют получить достаточно высокую добротность дросселей);

2) получение необходимого для настройки контуров плавного изменения величины больших индуктивностей (требуется создание специальных конструкций магнитных систем);

3) большие габариты и веса элементов L при низких частотах;

4) низкая стабильность обычных элементов L и C (величины L и C значительно изменяются при изменении окружающей температуры и с течением времени).

Исследования показали, что хорошие узкополосные фильтры могут быть получены путем использования схем с частотно-избирающими LC- и RC-цепями и усилителями или специальных электромеханических резонаторов (см. § 14-4 и 14-5).

LC- и RC-фильтры с усилителями менее громоздки и по сравнению с электромеханическими более дешевы, так как, кроме индуктивностей L, они содержат лишь стандартные элементы массового производства.

Недостатком LC- и RC-фильтров с усилителями является значительно меньшая стабильность, чем у электромеханических.

Практическое применение получили схемы LC- и RC-фильтров с усилителями на электронных лампах и полупроводниковых триодах.

Применение электронных ламп или полупроводниковых триодов в схемах фильтров особенно целесообразно, когда эти элементы используются также и в других частях приемного или декодирующего устройства данной системы телеуправления или телеконтроля, так как в таком случае не требуется установка дополнительных источников питания.

Два свойства усилителей позволяют построить достаточно хорошие узкополосные фильтры в диапазоне низких частот:

1) свойство усиления напряжения или мощности;

2) зависимость коэффициента усиления от коэффициента передачи цепи обратной связи.

При использовании простого колебательного контура, например в схеме на рис. 14-25, узкая полоса пропускания может быть получена лишь при весьма слабой связи источника входного напряжения U_1 и сопротивления нагрузки Z_2 с контуром. При такой связи будет иметь место большое затухание в полосе пропускания. Усилитель в этом случае может не только компенсировать большое затуха-

ние, обусловливаемое слабой связью с контуром, но и дать дополнительное усиление.

В усилителе с обратной связью коэффициент усиления в значительной мере зависит от свойств цепей обратной связи.

Если цепь обратной связи построить таким образом, чтобы величина или фаза напряжения обратной связи зависела от частоты входного напряжения, то соответственно изменению частоты будет изменяться и коэффициент

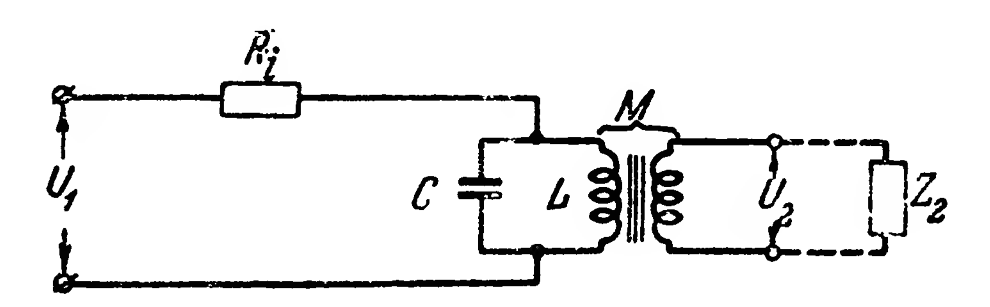


Рис. 14-25. Простейшая схема полосового *LC*-фильтра с колебательным контуром.

усиления, а следовательно, вся схема может работать как фильтр.

Это обстоятельство позволяет построить фильтры нового типа с цепями, которые сами по себе обладают слабыми избирательными свойствами. Такими цепями могут быть цепи *RL* (с активным сопротивлением и индуктивностью) и *RC* (с активным сопротивлением и емкостью).

На практике более удобным является использование *RC*-цепей, так как конденсатор является более компактным и дешевым элементом, чем катушка индуктивности.

В настоящее время применяются следующие типы фильтров с усилителями:

LC-фильтры с усилителями без обратной связи;

LC-фильтры с усилителями с комбинированной обратной связью;

RC-фильтры с усилителями.

б) *LC*-фильтры с усилителями без обратной связи

В системах телеуправления и телеконтроля могут использоваться следующие виды фильтров с усилителями без обратной связи:

1) с одиночными контурами, настроенными на одну частоту;

2) со взаимно расстроенными контурами;

3) со связанными контурами.

Эти виды фильтров, работающих в диапазоне высоких частот, подробно рассматриваются в курсах радиотехники как резонансные усилители [Л. 7 и 39]. Теория резонансных усилителей может быть непосредственно использована для расчета соответствующих фильтров, работающих в области низких частот.

Фильтры, обеспечивающие разделение воздействий сигналов различных частот на разные цепи, могут быть по-

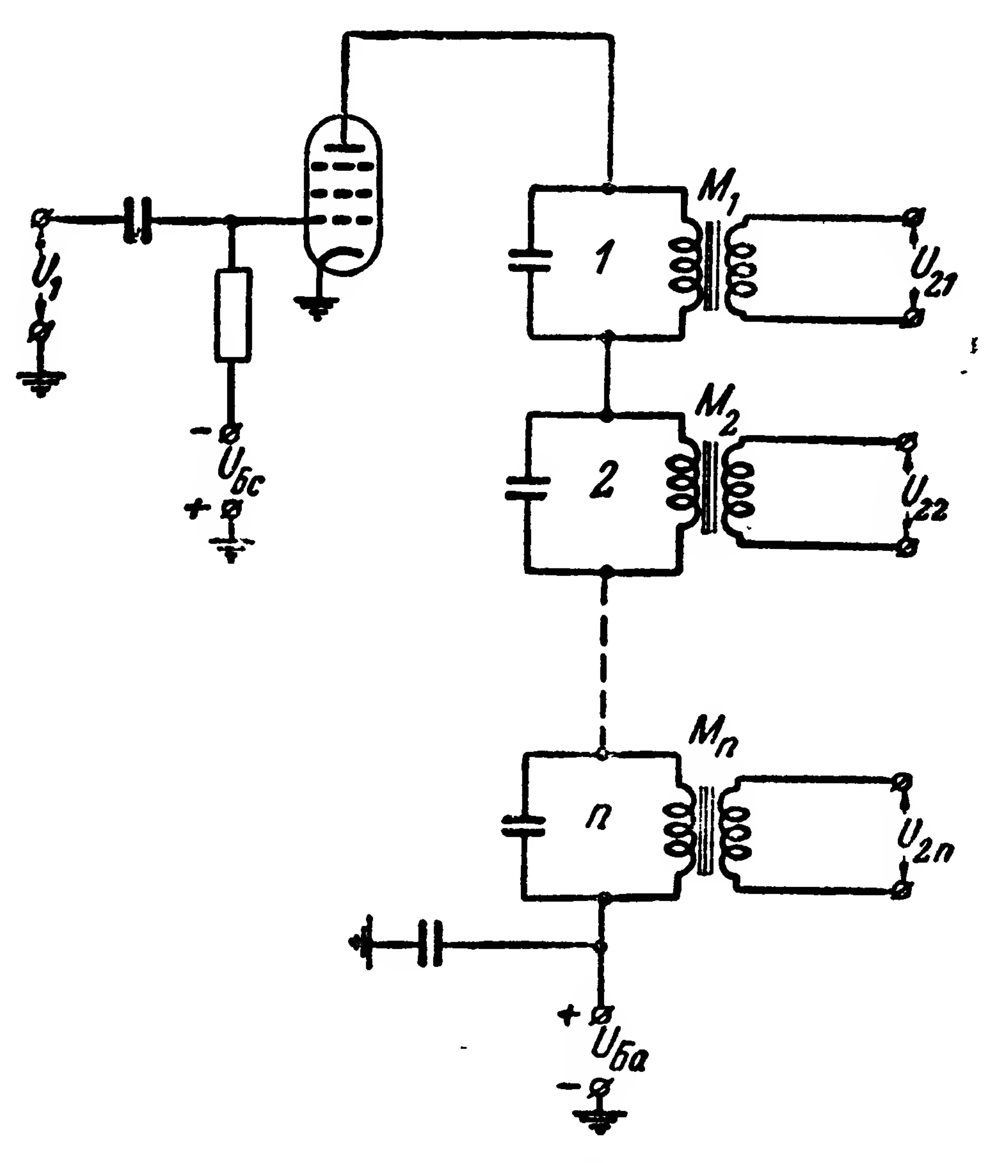


Рис. 14-26. Пример схемы LC-фильтра с электронным усилителем без обратной связи.

строены путем использования нескольких фильтров с отдельными усилителями или использования нескольких контуров в одном усилителе.

На рис. 14-26 приведен пример схемы фильтра, у которого в анодную цепь одной электронной лампы последовательно включено несколько контуров (*1*, *2*...*n*), настроенных на разные частоты. Связь с нагрузкой каждого контура в данном примере трансформаторная. Кривые избирательности такого фильтра могут быть рассчитаны, как и для обычного резонансного усилителя; при этом только необходимо учитывать сопротивления, вносимые

в рассчитываемый контур со стороны нагрузки, лампы и других контуров.

Недостатком таких фильтров являются наличие связи между отдельными контурами и, в частности, например, влияние настройки одного контура на настройку других контуров.

Уменьшение этих связей может быть достигнуто путем использования ламп с большим внутренним сопротивлением (пентодов) и уменьшения связи контуров с усилителем.

в) Усилители с обратной связью, используемые в схемах узкополосных фильтров

В схемах фильтров обычно используются усилители с двумя цепями обратной связи. Такие усилители могут быть представлены в виде блок-схемы на рис. 14-27. В этой

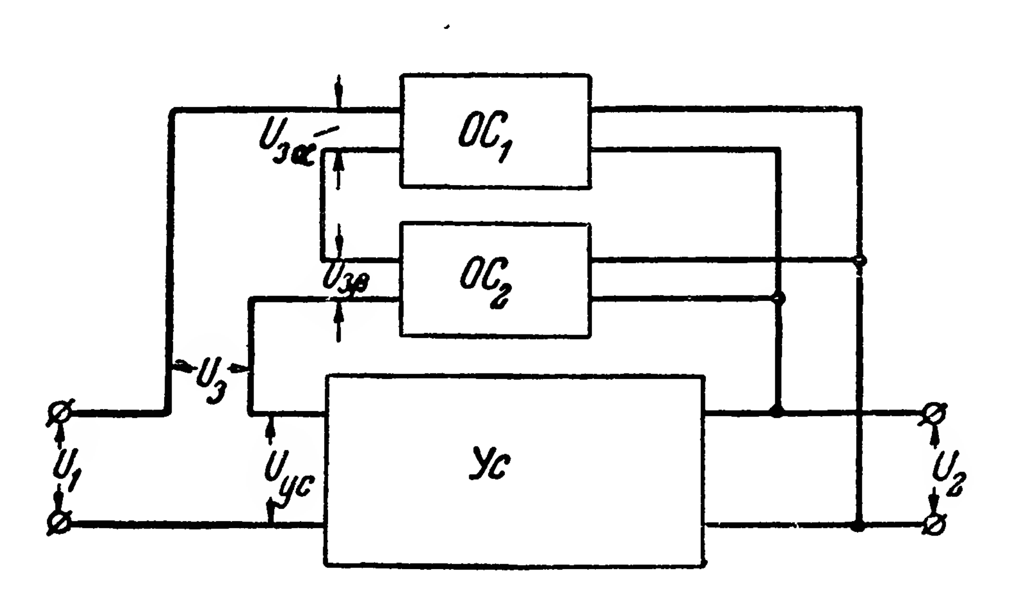


Рис. 14-27. Общая схема усилителя с обратными связями.

схеме *Ус* — усилитель, а OC_1 и OC_2 — цепи обратных связей.

Напряжение на выходе такого усилителя равно

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_{ус} K_0 (j\omega), \qquad (14\text{-}53)$$

где $\dot{U}_2$ — комплексная амплитуда напряжения на выходе;

$\dot{U}_{ус}$ — комплексная амплитуда напряжения на входе усилителя без цепей обратных связей;

$K_0(j\omega)$ — коэффициент усиления усилителя *Ус* без цепей обратных связей, в комплексной форме.

Из схемы видно, что

$$\dot{U}_{ус} = \dot{U}_1 + \dot{U}_{3\alpha} + \dot{U}_{3\beta},$$

где $\dot{U}_{3\alpha}$ и $\dot{U}_{3\beta}$ — комплексные амплитуды напряжений на выходе цепей обратных связей:

$$\dot{U}_{3\alpha} = \alpha(j\omega)\dot{U}_2;$$

$$\dot{U}_{3\beta} = \beta(j\omega)\dot{U}_2.$$

Здесь $\alpha(j\omega)$ и $\beta(j\omega)$ — коэффициенты передачи напряжений цепями обратных связей OC_1 и OC_2 в комплексной форме.

Последние соотношения дают:

$$\dot{U}_{ус} = \dot{U}_1 + [\alpha(j\omega) + \beta(j\omega)]\dot{U}_2.$$

Подставляя это значение $U_{ус}$ в (14-53), получаем:

$$K(j\omega) = \frac{K_0(j\omega)}{1 - [\alpha(j\omega) + \beta(j\omega)]\,K_0(j\omega)}, \tag{14-54}$$

где $K(j\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$ — коэффициент усиления усилителя с обратными связями.

Из формулы (14-54) видно, что избирательные свойства усилителя с обратной связью определяются зависимостями от частоты коэффициента усиления усилителя без обратной связи $K_0(j\omega)$ и коэффициентов передачи цепей обратной связи $\alpha(j\omega)$ и $\beta(j\omega)$.

Избирательные свойства обычного LC-резонансного усилителя могут быть улучшены путем использования положительной обратной связи. Такие усилители называются регенеративными. Существенным недостатком этих усилителей является низкая стабильность их основных параметров. В силу этого они не нашли применения на практике. Значительно лучшие результаты дают усилители с комбинированной — положительной и отрицательной — обратными связями.

г) LC-фильтры с комбинированной обратной связью

Пример схемы LC-фильтра с комбинированной обратной связью показан на рис. 14-28. В данной схеме трансформаторная связь цепи сетки с контуром является положительной, а связь, обусловленная наличием катодного сопротивления R_1,—отрицательной.

Для приведенных на схеме обозначений напряжений и токов имеем:

$$\dot{U}_2 = -\dot{I}_а Z_к = -j\omega L_к \dot{I}_L;$$

$$\dot{U}_{3\alpha} = j\omega M \dot{I}_L; \quad \dot{U}_{3\beta} = -R_1 \dot{I}_а,$$

где $\dot{I}_а$ и $\dot{I}_L$ — комплексные амплитуды анодного тока и тока в индуктивности контура;

$Z_к$ и $L_к$ — полное сопротивление и индуктивность контура;

M — взаимная индуктивность между цепью сетки и контуром;

R_1 — сопротивление в цепи катода.

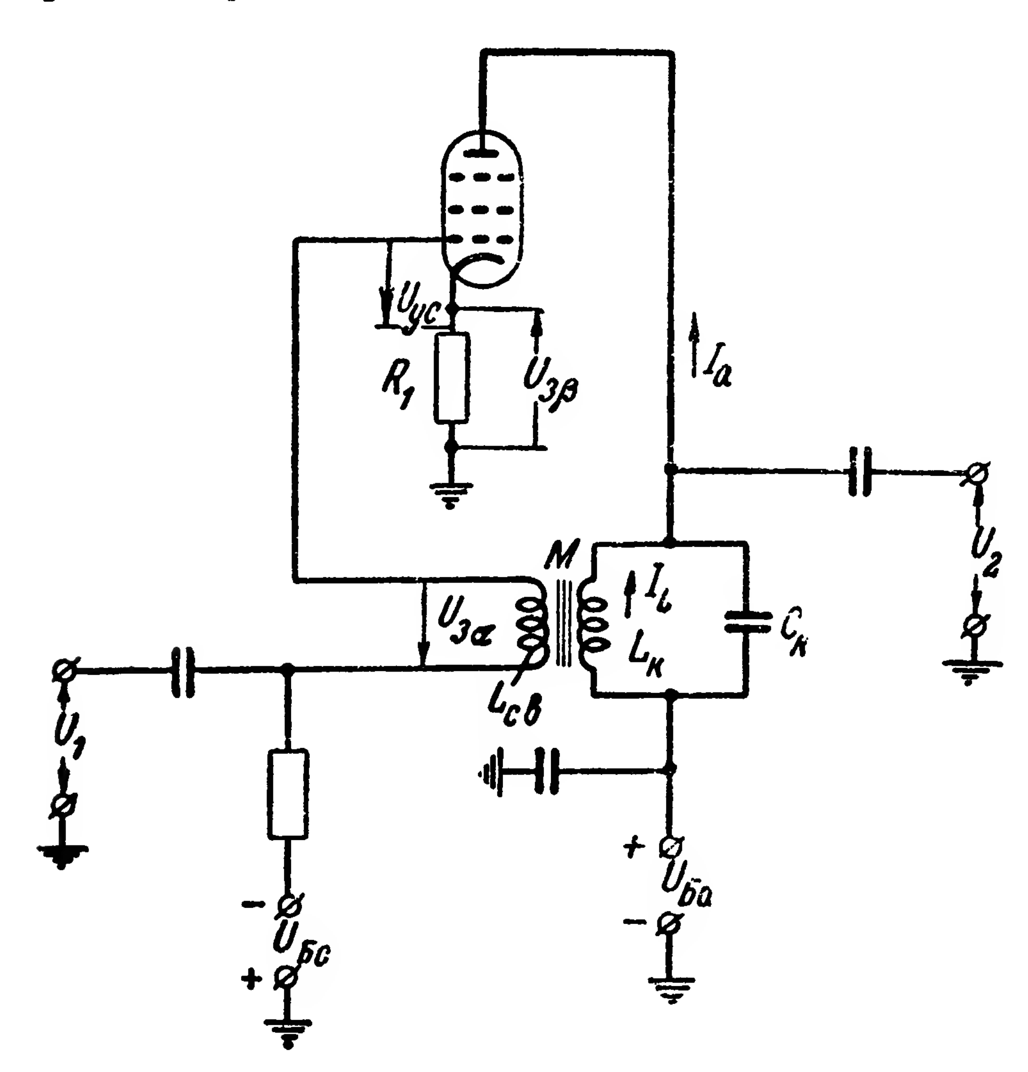


Рис. 14-28. Пример схемы LC-фильтра с электронным усилителем с комбинированной обратной связью.

Из последних равенств получаем:

$$\alpha(j\omega) = -\frac{M}{L_к} = -n; \quad \beta(j\omega) = \frac{R_1}{Z_к}.$$

Для усилителя на пентоде без обратной связи [Л. 70]

$$K_0(j\omega) \approx -SZ_к,$$

где S — крутизна анодно-сеточной характеристики лампы.

Подставляя эти значения $\alpha(j\omega)$, $\beta(j\omega)$ и $K_0(j\omega)$ в (14-54), получим:

$$K(j\omega)=\frac{-SZ_к}{1+S(R_1-nZ_к)}. \qquad (14\text{-}55)$$

Работа схемы иллюстрируется графиками на рис. 14-29.

Амплитуда напряжения положительной обратной связи, определяемая значением $\alpha K_0=nSZ_к$, зависит от частоты входного напряжения и изменяется по резонансному закону. Амплитуда напряжения отрицательной обратной связи, определяемая значением $\beta K_0=SR_1$, от частоты не зависит.

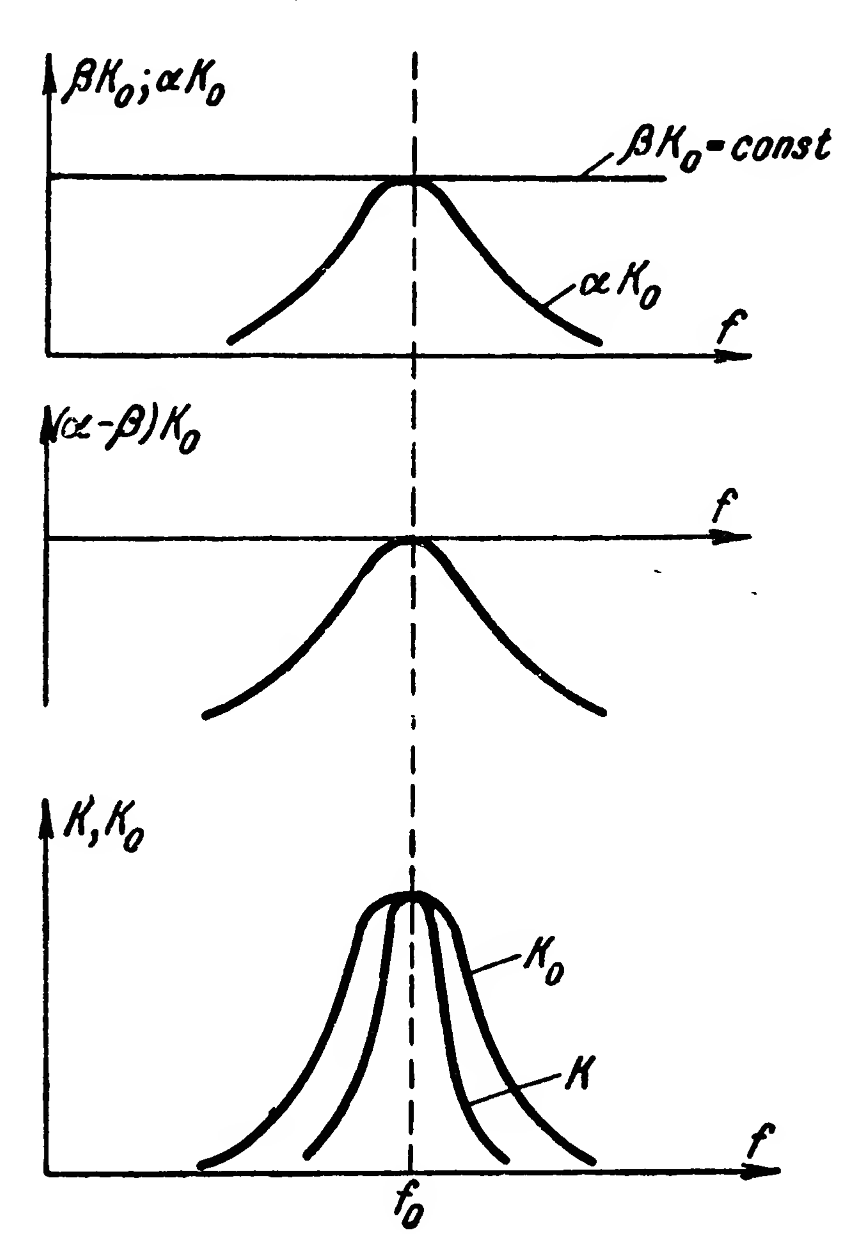


Рис. 14-29. Зависимости основных параметров схемы на рис. 14-28 от частоты.

Для случая, показанного на рис. 14-29, параметры схемы подобраны таким образом, что при резонансной частоте $f=f_0$ соблюдается условие $\alpha=\beta$. Очевидно, что в таком случае коэффициент усиления фильтра при резонансной частоте будет равен коэффициенту усиления усилителя без обратной связи.

При частотах, отличных от резонансной, $\alpha<\beta$ и благодаря преобладающему действию отрицательной обратной связи коэффициент усиления получается меньшим, чем если бы обратной связи не было. Это обусловливает уменьшение полосы пропускания фильтра, т. е. повышение его избирательности.

Как известно [Л. 27, 39 и 70], сопротивление параллельного колебательного контура может быть представлено в виде

$$Z_к=\frac{Z_{к_0}}{1+jQ_к\nu},$$

где $Z_{к_0}$ — сопротивление колебательного контура при резонансной частоте ($f=f_0$);

$Q_к$ — добротность колебательного контура с учетом сопротивления, вносимого в него со стороны нагрузки;

$\nu=\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}$ — относительная расстройка.

Подставляя это значение в (14-55) и преобразуя последнее, получим уравнение характеристики избирательности рассматриваемого фильтра в виде

$$y=\frac{K}{K_{макс}}=\frac{1}{\sqrt{1+W^2}}, \qquad (14\text{-}56)$$

где W — нормированная частота:

$$W=Q_э\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)\approx Q_э\frac{2\Delta f}{f_0};$$

Δf — абсолютная расстройка:

$$\Delta f=f-f_0;$$

$Q_э$ — эквивалентная добротность:

$$Q_э=\frac{1+SR_1}{1+S(R_1-nZ_{к_0})}Q_к. \qquad (14\text{-}57)$$

Максимальный коэффициент усиления $K_{макс}$ в (14-56) может быть вычислен по формуле

$$K_{макс}=\frac{SZ_{к0}}{1+S(R_1-nZ_{к0})}. \qquad (14\text{-}58)$$

Соотношение (14-56) справедливо для LC-фильтров с усилителями как с обратной связью, так и без нее (в частном случае, когда обратных связей нет, $n=0$ и $R_1=0$). Из (14-57) следует, что введение обратных связей изменяет величину эквивалентной добротности контура $Q_э$.

Если, как это обычно делается, задаться условием, что на границах полосы пропускания выполняется равенство

$$y_п=\frac{K_п}{K_{макс}}=\frac{1}{\sqrt{2}}\approx 0{,}7,$$

то нормированная частота, соответствующая этим границам, $W_{0,7}=1$ и, следовательно,

$$2\Delta f_{0,7}=\frac{f_0}{Q_э}.$$

Учитывая последнее равенство, формулу для определения нормированной частоты можно представить в виде $W=\frac{\Delta f}{\Delta f_{0,7}}$.

Стабильность основных параметров фильтра характеризуется стабильностью максимального коэффициента усиления $K_{макс}$ и эквивалентной добротностью $Q_э$.

Изменение $K_{макс}$ при изменении параметров лампы или режима питания может быть оценено по формуле

$$\Delta_1 K_{макс}=\frac{\partial K_{макс}}{\partial S}\ \Delta S,$$

где ΔS — эквивалентное изменение крутизны анодно-сеточной характеристики, обусловленное изменением параметров лампы и режима питания.

Из (14-58) получим:

$$\frac{\Delta_1 K_{макс}}{K_{макс}}=\frac{1}{1+S(R_1-nZ_{к_0})}\cdot\frac{\Delta S}{S}.$$

Аналогично определим изменение $K_{макс}$, обусловленное нестабильностью параметра $Z_{к_0}$ контура:

$$\frac{\Delta_2 K_{макс}}{K_{макс}}=(1+SR_1)\frac{\Delta Z_{к_0}}{Z_{к_0}}.$$

Из этих соотношений следует, что влияние нестабильности характеристик ламп и режима питания может быть уменьшено путем выбора преобладающего значения отрицательной обратной связи, что соответствует увеличению разности $R_1-nZ_{к_0}$. Предел возможного увеличения эквивалентной добротности $Q_э$ определяется стабильностью параметров контура $(Z_{к_0})$ и сопротивления связи R_1.

Схемы с комбинированной обратной связью могут быть построены и с включением контура в цепь сетки, а также с использованием связанных контуров [Л. 140 и 147].

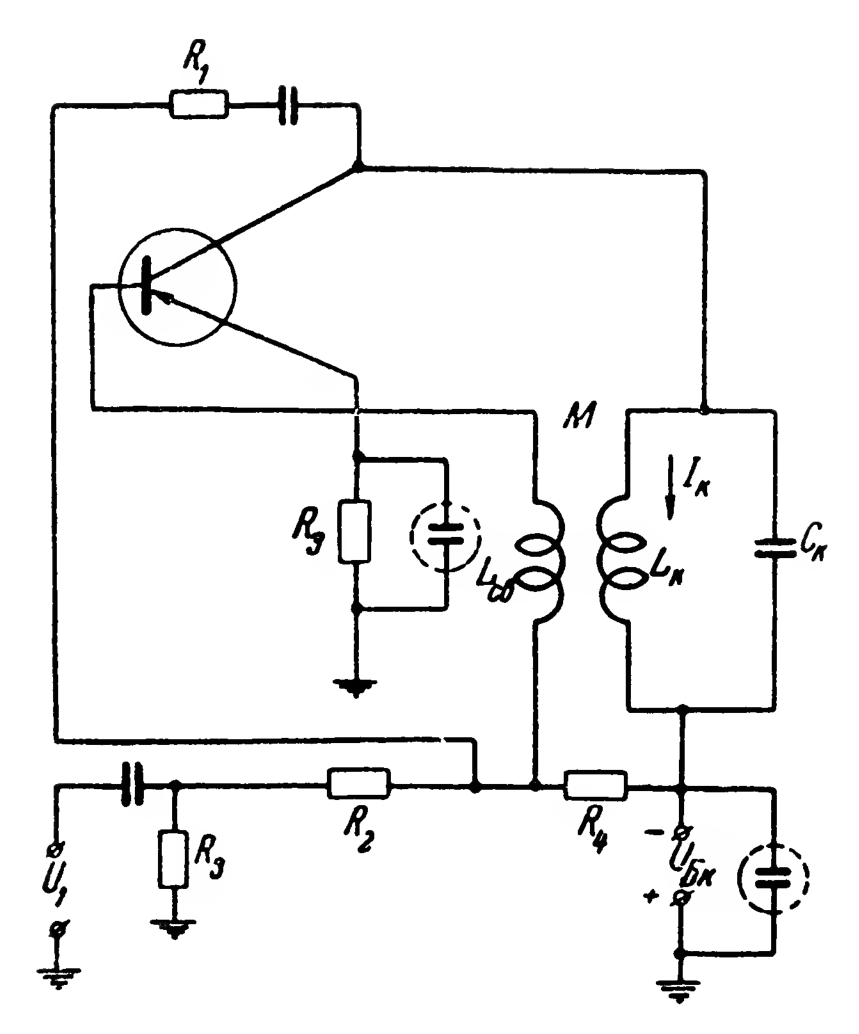


Рис. 14-30. Пример схемы LC-фильтра с полупроводниковым усилителем с комбинированной обратной связью.

Рядом исследователей получены LC-фильтры с комбинированной обратной связью, имеющие эквивалентную добротность $Q_э = 1\,000$—$3\,000$ при достаточно хорошей стабильности.

На рис. 14-30 приведена схема LC-фильтра, в которой вместо электронной лампы используется полупроводниковый триод. В схеме используется усилитель с заземленным эмиттером. Напряжение положительной обратной связи образуется на катушке $L_{св}$, а напряжение отрицательной обратной связи подается в цепь основания триода с сопротивлений R_2, R_3 потенциометрического делителя R_1, R_2, R_3. На сопротивление R_3 одновременно подается напряжение сигнала U_1. Потенциометрический делитель R_3, R_2, R_4 используется для подачи напряжения начального смещения и цепь основания.

Сопротивление $R_{э_г}$ повышает стабильность работы усилителя при изменении температуры.

д) RC-цепи

Цепи с активным сопротивлением и емкостью применяются в качестве частотно зависимых цепей обратных связей в схемах RC-фильтров и генераторов.

Амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики комплексного коэффициента передачи $a\,(j\omega)$ RC-цепей будем в последующем представлять в виде:

амплитудно-частотная

$$a = a\,(f);$$

фазо-частотная

$$\left.\begin{aligned} a &= a\,(f); \\ \psi_a &= \psi_a\,(f), \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}59)$$

где a — модуль коэффициента передачи напряжения RC-цепью, а ψ_a — его фаза.

Помимо (14-59), при малых изменениях частоты f цепь

характеризуется еще добротностью [Л. 67]. Добротность RC-цепи при частоте $f=f_0$ определяется по формуле

$$Q_\alpha = \psi_\alpha'(f_0)\frac{f_0}{2}. \qquad (14\text{-}60)$$

При этом $\psi_\alpha'(f_0)=\frac{d\psi_\alpha}{df}$ при $f=f_0$.

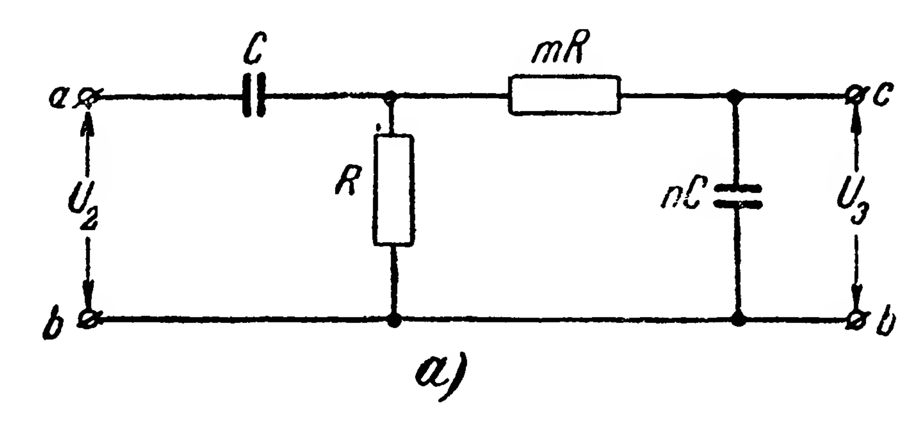
По виду частотных характеристик (14-59) RC-цепи разделяются на различные классы.

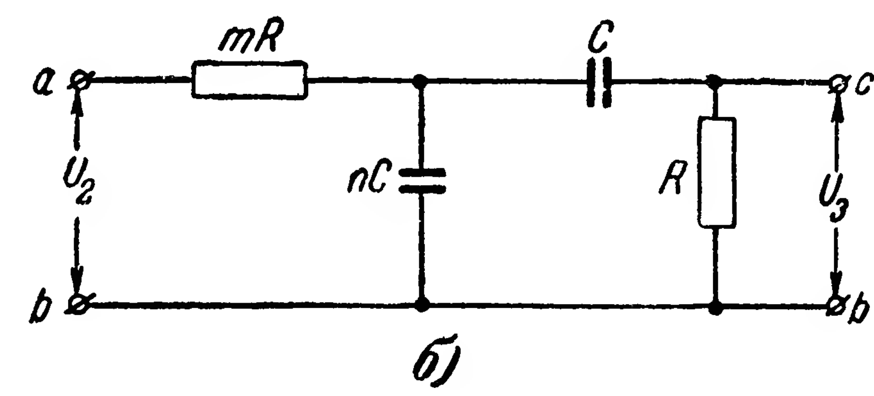
Для работы в схемах полосовых фильтров и генераторов наибольший интерес представляет класс RC-цепей с нулевым сдвигом фаз. В этих цепях при некоторой частоте, называемой **частотой квазирезонанса**, фаза $\psi_\alpha=0$, а модуль коэффициента передачи α имеет максимальное ($\alpha_{макс}$) или минимальное ($\alpha_{мин}$) значение.

На рис. 14-31 изображены типовые схемы RC-цепей с нулевым сдвигом фаз и $\alpha_{макс}=\alpha_0$ при частоте квазирезонанса $f=f_0$.

Коэффициент передачи этих цепей может быть определен по формуле

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1+j\,|Q_\alpha|\left(\eta-\frac{1}{\eta}\right)},$$





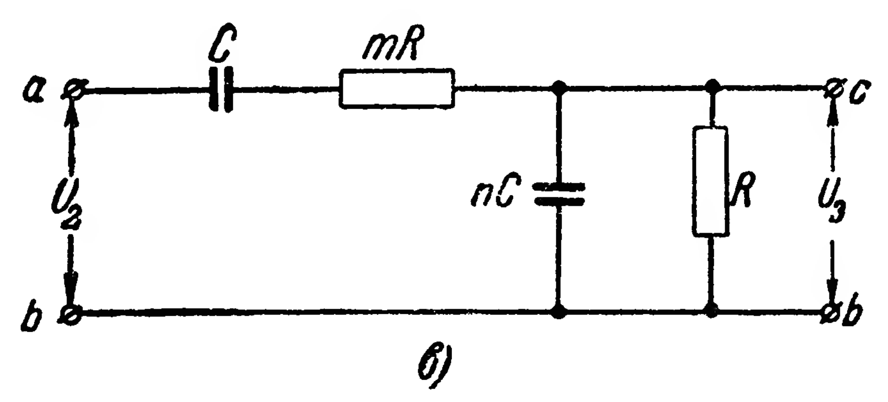


Рис. 14-31. Типовые схемы RC-цепей с нулевым сдвигом фаз при частоте квазирезонанса.

где

$$\left.\begin{aligned}
&\alpha_0=\frac{1}{1+n+nm} \text{ для схемы рис. 14-31, } a;\\
&\alpha_0=\frac{1}{1+m+mn} \text{ (рис. 14-31,} б);\\
&\alpha_0=\frac{1}{1+m+n} \text{ (рис. 14-31, } в);\\
&Q_\alpha=-\alpha_0\sqrt{mn};\quad \eta=\frac{f}{f_0};\quad f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{mn}RC}.
\end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}61)$$

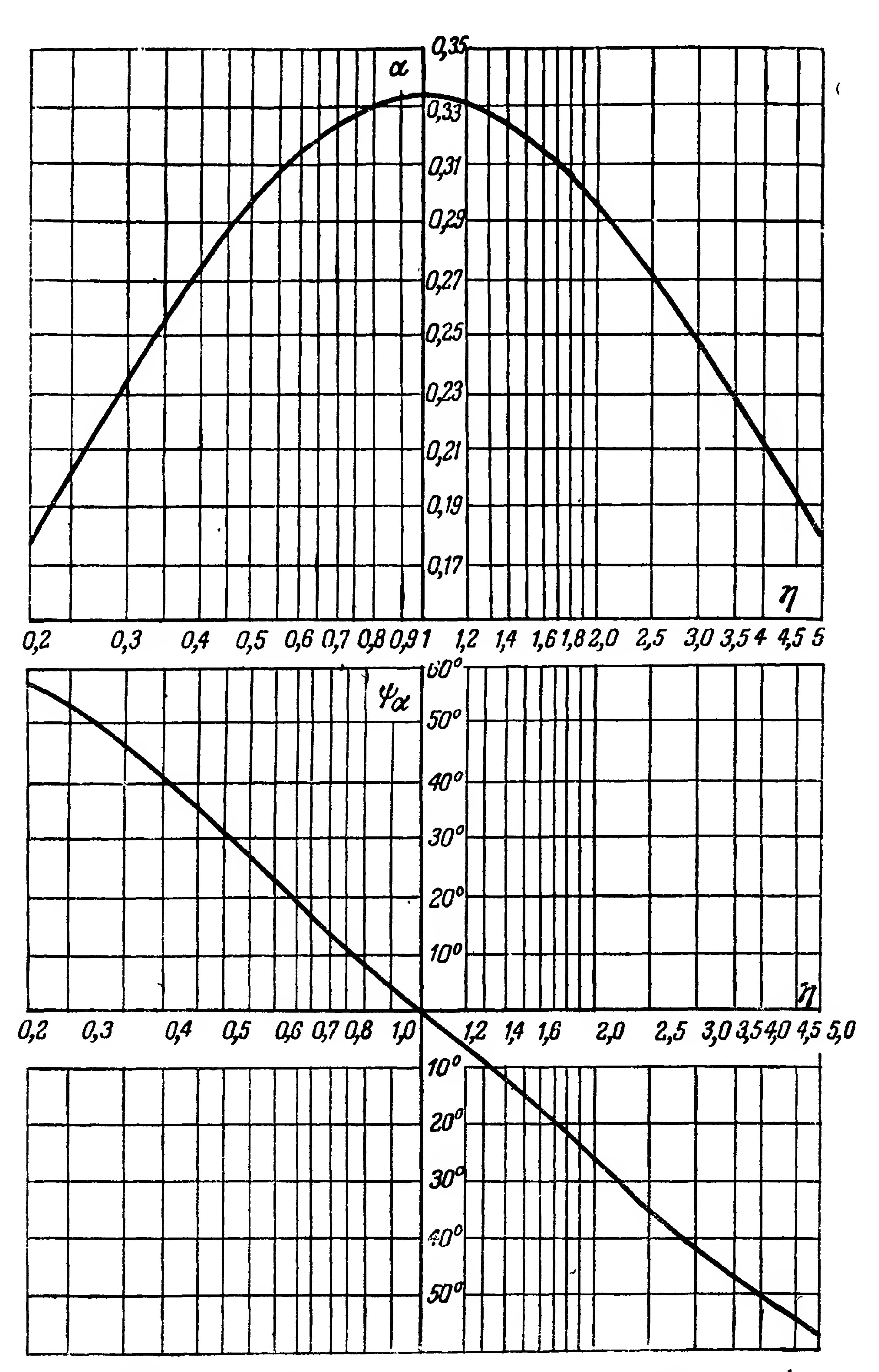


Рис. 14-32. Частотные характеристики модуля и фазы коэффициента передачи RC-цепей с нулевым сдвигом фаз при частоте квазирезонанса.

Коэффициенты m и n в схемах на рис. 14-31 могут иметь различные значения. Чаще всего принимают $m=n=1$. Для этих значений m и n на рис. 14-32 приведены графики зависимости α и ψ_α от η.

На рис. 14-33 приведена часто применяемая схема RC-цепи, у которой при частоте квазирезонанса $\alpha_0=0$.

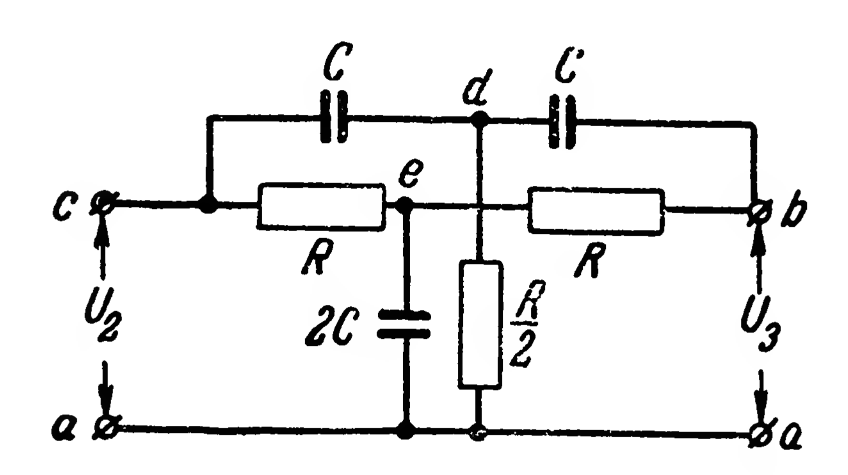


Рис. 14-33. Схема RC-цепи с двойным Т-образным четырехполюсником.

Коэффициент передачи этой цепи может быть определен из графика на рис. 14-34 или рассчитан по формуле

$$\alpha(j\omega)=\frac{1}{1+j\frac{4\eta}{1-\eta^2}}.$$

Частота квазирезонанса и добротность цепи на рис. 14-33 соответственно равны

$$f_0=\frac{1}{2\pi RC};\ Q_\alpha=-\frac{1}{4}.$$

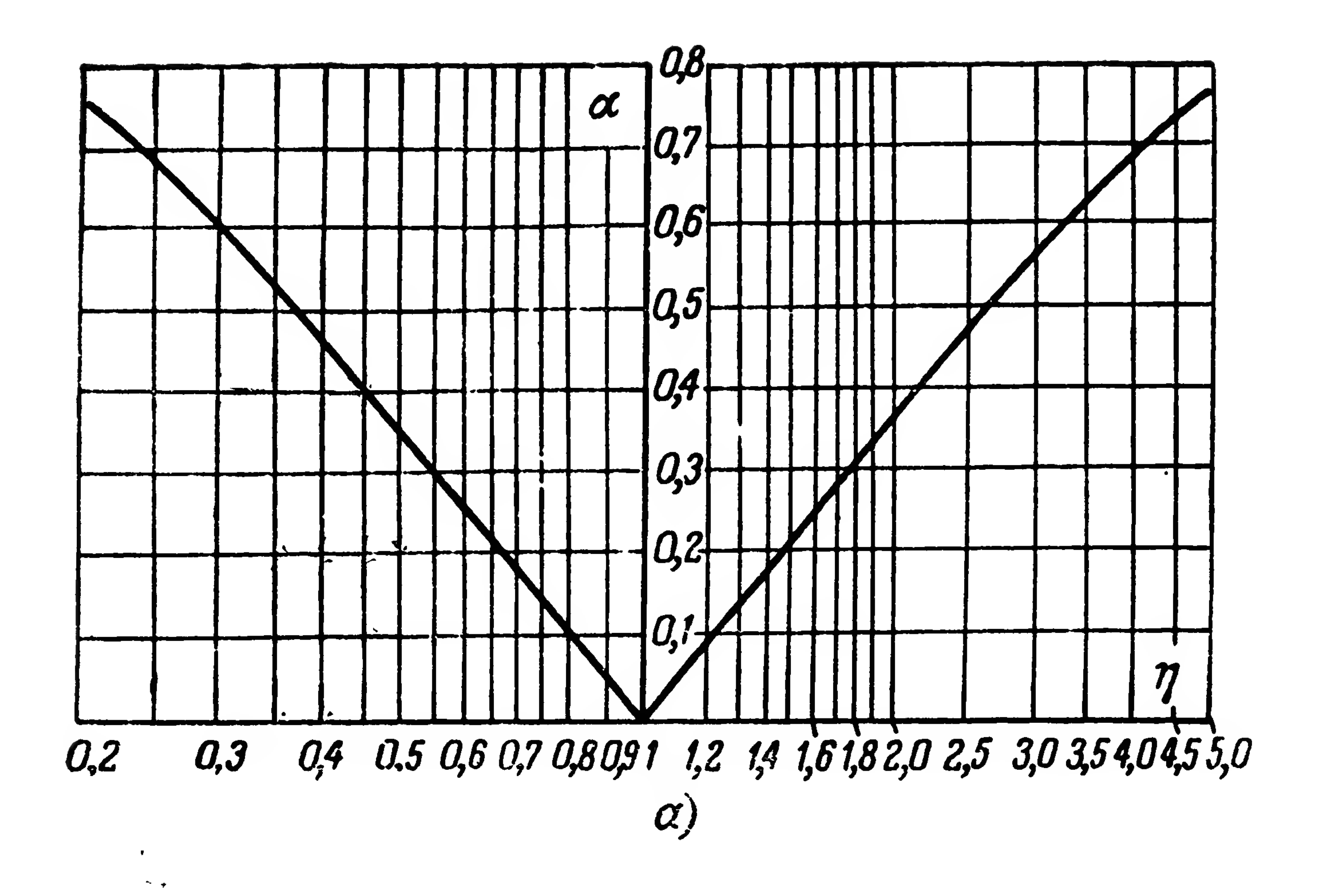
Схема на рис. 14-33 часто называется **двойным Т-образным четырехполюсником**.

е) RC-фильтры

В схемах RC-фильтров с усилителями обычно используются две цепи обратной связи: одна — частотно зависимая RC-цепь, а другая — частотно независимая R-цепь. Одна из этих цепей создает положительную обратную связь, а другая — отрицательную.

Параметры цепей обратных связей подбираются такими, чтобы при частоте квазирезонанса суммарный коэффициент передачи цепей обратных связей $[\alpha(j\omega)+\beta(j\omega)]$ был близок к критическому. При критической связи схема самовозбуждается, а при связи, близкой к критической, коэффициент усиления ее получается большим. При отклонении частоты входного напряжения от квазирезонансной коэффициент передачи RC-цепи обратной связи изменяется так, что коэффициент усиления схемы фильтра резко падает.

На рис. 14-35 приведен пример схемы RC-фильтра с RC-цепью вида рис. 14-31,*в*. В этой схеме используется двухкаскадный усилитель на электронных лампах. Напря-



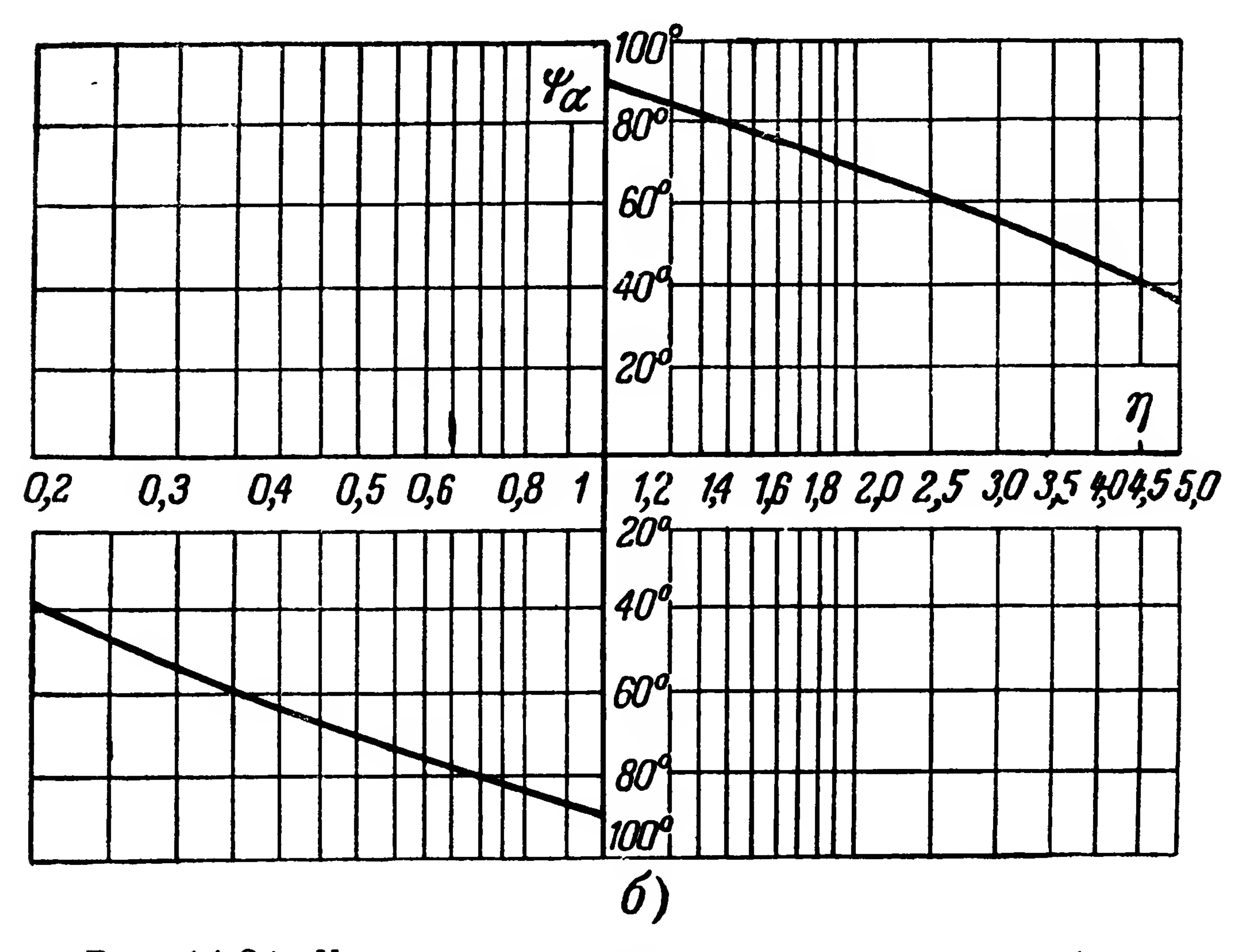


Рис. 14-34. Частотные характеристики модуля и фазы коэффициента передачи *RC*-цепи с двойным Т-образным четырехполюсником.

жение на аноде лампы $Л_2$ совпадает по фазе с напряжением на управляющей сетке лампы $Л_1$. Поэтому часть этого напряжения, подводимая через *RC*-цепь (Z_1, Z_2) к сетке лампы $Л_1$, дает положительную обратную связь, а напряжение, снимаемое с цепи вещественной обратной связи

(R_1, R_2) и подаваемое на катод лампы $Л_1$, дает отрицательную обратную связь. RC-цепь и цепь вещественной обратной связи образуют схему моста, к одной диагонали которого (ab) подводится напряжение с выхода усилителя, а с другой (cd) снимается на его вход. По этим причинам данная схема часто называется мостовой (мост Вина).

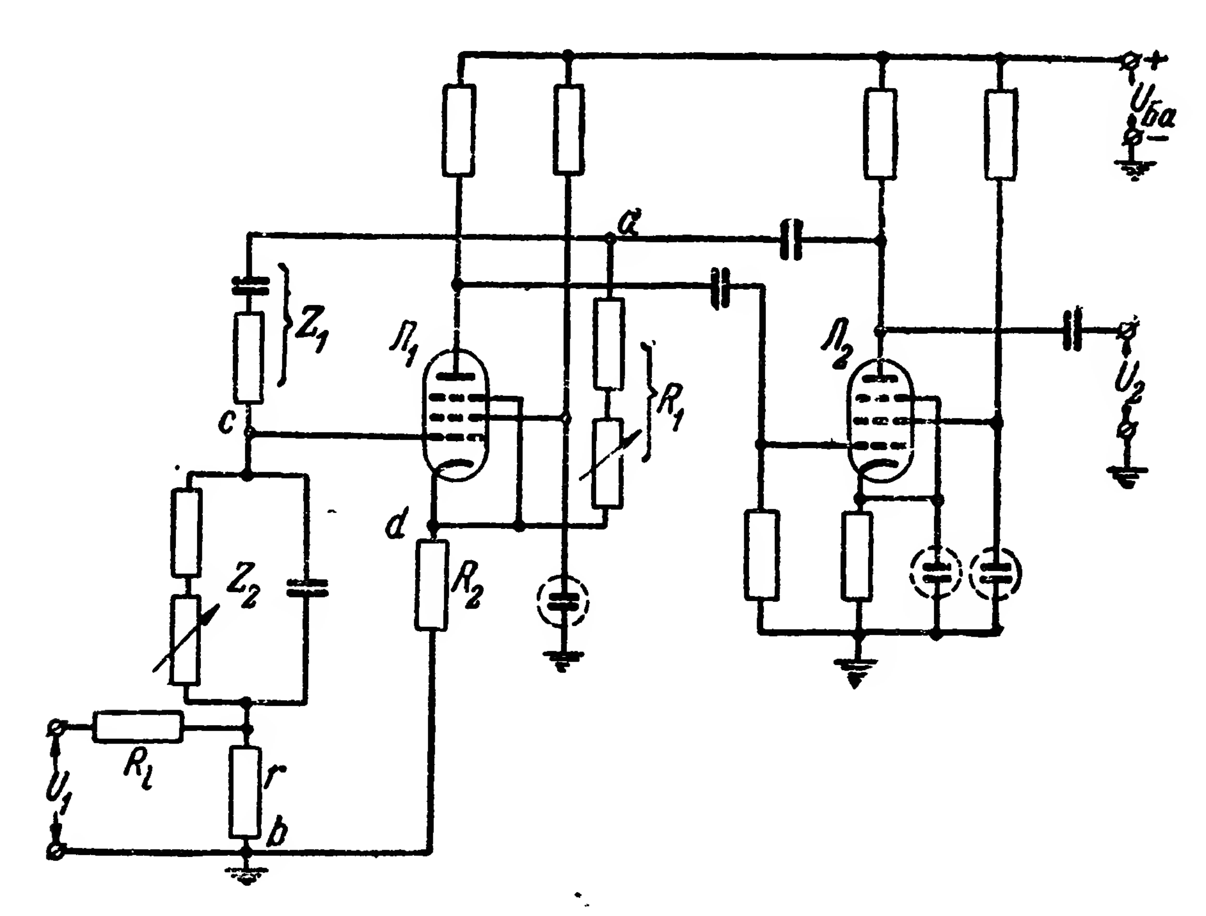


Рис. 14-35. Схема RC-фильтра с электронным усилителем и RC-цепью по рис. 14-31,*в*.

Выбор параметров цепей обратной связи может быть различным. В частности, эти параметры могут быть подобраны такими, что при частоте квазирезонанса напряжения положительной и отрицательной обратных связей взаимно компенсируются и общий коэффициент усиления равен коэффициенту усиления двух каскадов, как если бы обратной связи не было. При частотах, бóльших или меньших частоты квазирезонанса, напряжение положительной обратной связи уменьшается и общий коэффициент усиления падает. Характеристики схемы могут быть изменены за счет изменения величины отрицательной обратной связи (сопротивления R_1). С уменьшением отрицательной обратной связи коэффициент усиления и избирательность фильтра возрастают; одновременно при этом возрастает и нестабильность характеристик. С увеличением отрицательной обратной связи картина будет обратной.

На рис. 14-36 приведена схема фильтра, в которой вместо электронных ламп используются полупроводниковые триоды. В данной схеме напряжение на коллекторе полу-

проводникового триода $ПТ_2$ совпадает по фазе с напряжением на основании триода $ПТ_1$. Положительная обратная связь в ней подается так же, как и в схеме на рис. 14-35. Отрицательной обратной связью здесь охвачен лишь второй каскад усилителя. Напряжение этой обратной связи передается от коллектора $ПТ_2$ к его основанию через разделительные емкости и сопротивления R_1, R_5. Сопротивления R_2, R_3 и R_4, R_5 образуют потенциометрические делители, с помощью которых обеспечиваются необходимые

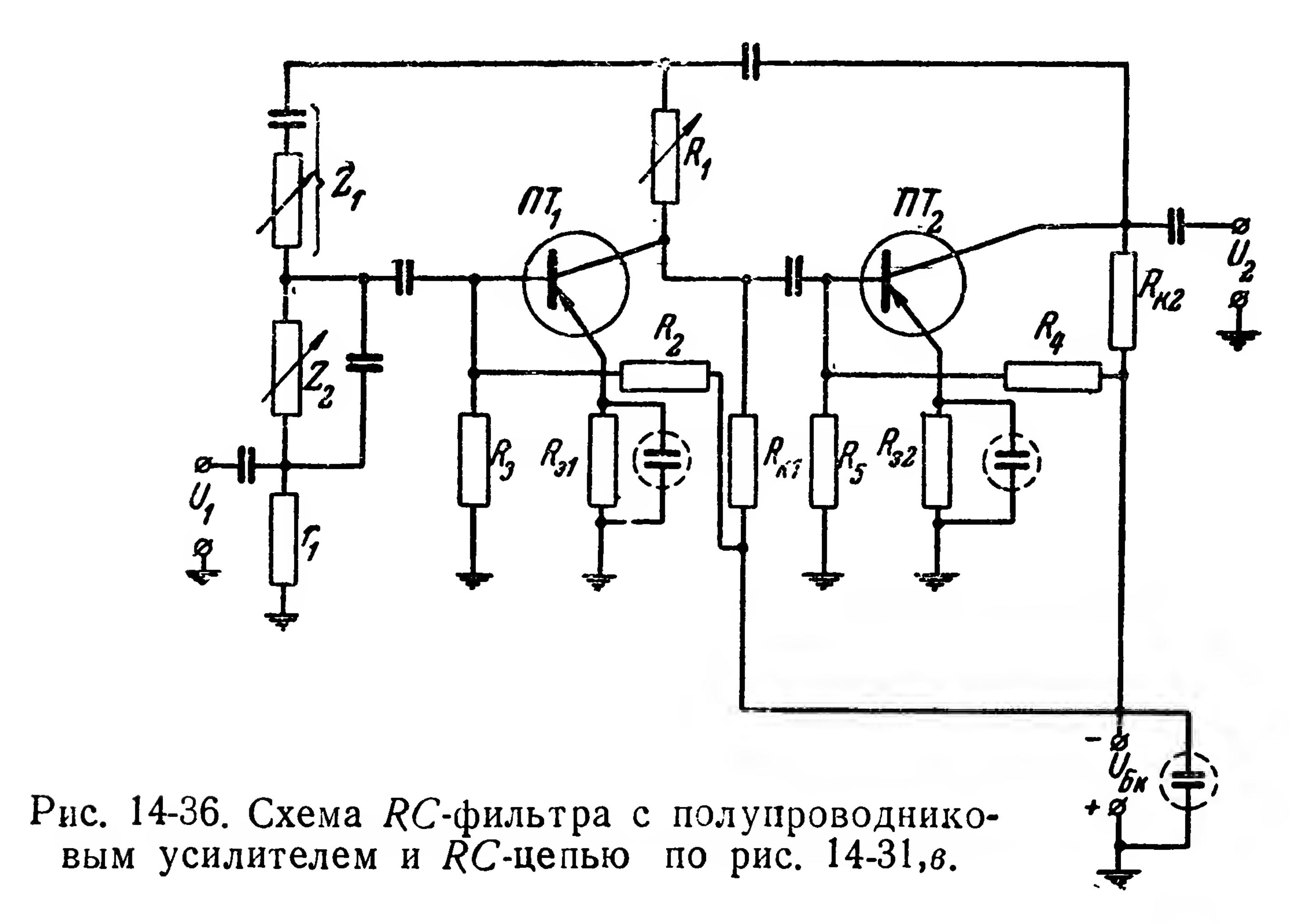


Рис. 14-36. Схема RC-фильтра с полупроводниковым усилителем и RC-цепью по рис. 14-31,*в*.

напряжения смещения на основаниях полупроводниковых триодов.

Суммирование входного напряжения U_1 и напряжения обратной связи, кроме простейшей схемы, показанной на рис. 14-35, может производиться с помощью нескольких электронных ламп, работающих на одну нагрузку, или одной многосеточной лампы.

На рис. 14-37 приведен пример схемы RC-фильтра с двойным Т-образным четырехполюсником по схеме на рис. 14-33. Фильтр собран на двухкаскадном усилителе с лампами $Л_1$ и $Л_2$. Схема на лампе $Л_0$ используется как катодный повторитель, обеспечивающий разделение цепей фильтра и цепей, с которых снимается напряжение U_1. Суммирование входного напряжения и напряжения обратной связи осуществляется путем подачи этих напряжений на различные сетки пентода $Л_1$.

На частоте квазирезонанса коэффициент передачи RC-

цепи равен нулю, а коэффициент усиления всей схемы — коэффициенту усиления каскадов, собранных на лампах $Л_1$ и $Л_2$ при подаче входного напряжения на экранирующую сетку лампы $Л_1$.

При уходе частоты входного напряжения от квазирезонансной модуль α коэффициента передачи *RC*-цепи возрастает (см. рис. 14-34,*а*), а аргумент его ψ_α уменьшается и стремится к нулю (рис. 14-34,*б*). Так как напряжение на катоде лампы $Л_2$ (точка *b*) находится в противофазе

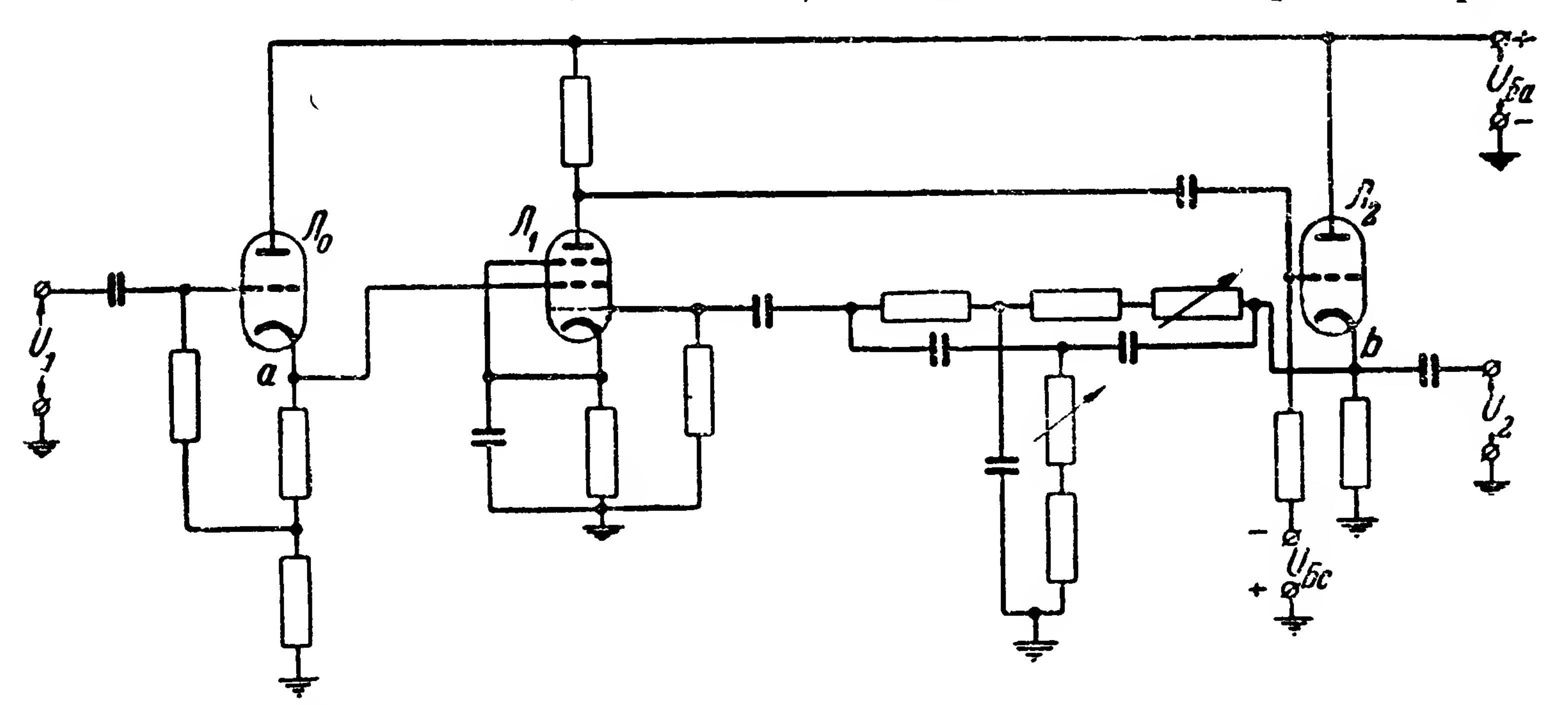


Рис. 14-37. Схема *RC*-фильтра с *RC*-цепью по рис. 14-33.

с входным напряжением (точка *a*), то с уходом частоты от квазирезонансной увеличивается модуль напряжения обратной связи, подаваемого на управляющую сетку лампы $Л_1$, а разность фаз между этим напряжением и входным приближается к 180°, т. е. обратная связь дейсгвует как отрицательная. Действие отрицательной обратной связи усиливается тем, что напряжение на управляющей сетке влияет на анодный ток сильнее, чем на экранирующей. Последнее обстоятельство существенно уменьшает коэффициент усиления фильтра.

RC-фильтр с двойным Т-образным четырехполюсником может быть собран и на одной лампе.

Аналогичные схемы *RC*-фильтров могут быть построены и с полупроводниковыми триодами.

ж) Кривая избирательности и стабильность параметров *RC*-фильтров

Более подробный анализ работы фильтров с *RC*-цепями вида рис. 16-31 [Л. 67] показывает, что при малых расстройках ($\Delta f = f - f_0$) кривая избирательности их может

быть рассчитана по формуле (14-56). Эквивалентная добротность $Q_э$ в этом случае равна

$$Q_э = \frac{Q_\alpha}{\sigma}, \tag{14-62}$$

где

$$\sigma = \frac{\Delta' K_{0\beta}}{K'_{0\beta}} + \frac{\Delta' \alpha_0}{\alpha_0}. \tag{14-63а}$$

Здесь $K'_{0\beta}$ — критический коэффициент усиления усилителя с учетом вещественной обратной связи;

α_0 — коэффициент передачи напряжения RC-цепью обратной связи при $f = f_0$;

$\Delta' K_{0\beta}$ и $\Delta' \alpha_0$ — удаления соответствующих величин при $f = f_0$ от критического значения, устанавливаемые при выборе параметров схемы и ее регулировке.

Согласно (14-54) коэффициент усиления усилителя с учетом только отрицательной вещественной обратной связи равен

$$K'_{0\beta} = \frac{K_0}{1 + \beta' K_0}, \tag{14-63б}$$

где β' — критический коэффициент передачи цепи вещественной обратной связи.

Из (14-63а) следует, что коэффициент σ характеризует, как далеко отстоит выбранный режим от критического, при котором схема самовозбуждается.

Коэффициент усиления при частоте квазирезонанса определяется по формуле

$$K_{макс} \approx \frac{K'_{0\beta}}{\sigma}. \tag{14-64}$$

Из (14-62) и (14-64) следует, что теоретически с уменьшением коэффициента регулировки σ можно получить сколь угодно большие значения $Q_э$ и $K_{макс}$.

Предел увеличения $Q_э$ и $K_{макс}$ ограничивается их нестабильностью, ибо из этих же соотношений следует, что нестабильность $Q_э$ и $K_{макс}$, обусловленная изменением σ, равна

$$\frac{\Delta Q_э}{Q_э} = \frac{\Delta K_{макс}}{K_{макс}} = \frac{\Delta\sigma}{\sigma},$$

где $\Delta\sigma$ — самопроизвольное изменение σ, обусловленное нестабильностью параметров схемы.

При малых σ изменение параметров схемы может даже привести ее к самовозбуждению.

Из (14-63а) и (14-63б), учитывая нестабильность $K'_{0\beta}$, обусловленную изменениями β и K_0, получим:

$$\Delta\sigma = -K'_{0\beta}\Delta\beta + K'_{0\beta}\frac{\Delta K_0}{K_0} + \frac{\Delta\alpha_0}{\alpha_0}. \qquad (14\text{-}65)$$

При этом $\Delta\beta$, ΔK_0 и $\Delta\alpha_0$ — изменения соответствующих параметров, обусловленные нестабильностью отдельных элементов схемы.

Из (14-65) следует, что для повышения стабильности характеристик фильтра необходимо использовать усилители с возможно бо́льшим коэффициентом усиления K_0 и вводить в них по возможности глубокую противосвязь (уменьшать $K'_{0\beta}$). Кроме того, необходимо иметь стабильные параметры RC-цепи $\left(\text{малое } \frac{\Delta\alpha_0}{\alpha_0}\right)$.

Величина $K'_{0\beta}$ в (14-64) может быть подсчитана из соображения, что для самовозбуждения должно выполняться условие

$$K'_{0\beta}\alpha_0 = 1$$

и, следовательно,

$$K'_{0\beta} = \frac{1}{\alpha_0}.$$

Значение α_0 можно определить из (14-61). Из последней формулы и (14-63б) получаем:

$$\beta' = \frac{\alpha_0 K_0 - 1}{K_0}.$$

Коэффициент K_0 усиления усилителя без обратных связей определяется его схемой.

При расчете усилителя можно из (14-65) определить $\Delta\sigma$ и из условия обеспечения требуемой стабильности основных параметров усилителя задаться величиной $\mu = \frac{\Delta\sigma}{\sigma}$.

В таком случае значение коэффициента регулировки может быть определено по формуле

$$\sigma = \frac{\Delta\sigma}{\mu}.$$

Определив σ, можно по (14-62) и (14-64) найти $Q_э$ и $K_{макс}$, а затем по (14-56) рассчитать кривую избирательности при малых расстройках.

При больших расстройках кривая избирательности фильтра может быть рассчитана по общей формуле (14-54). Такой расчет производится обычно лишь для нескольких характерных значений частоты.

Если нестабильность коэффициента усиления усилителя без обратных связей (K_0) и элементов RC-цепи примерно равна 2%, то для фильтра с двухкаскадным усилителем можно получить $Q_э \approx 220$ и $K_{макс} \approx 2\,000$ при нестабильности последних порядка 25%.

Для фильтра с двойным Т-образным четырехполюсником (см. рис. 14-33) получаются аналогичные расчетные соотношения, если для RC-цепи и вещественной цепи обратной связи ввести общий коэффициент передачи

$$X(j\omega) = \alpha(j\omega) \pm \beta.$$

При этом знак «плюс» у коэффициента передачи β цепи вещественной обратной связи берется, если эта связь отрицательна, и «минус» — если она положительна.

В таком случае коэффициент регулировки, характеризующий, насколько далеко выбранный режим отстоит от критического, может быть определен по формуле

$$\sigma_1 = \frac{\Delta' K_0}{K_0} + \frac{\Delta' X}{X_0'},$$

где K_0 — коэффициент усиления усилителя без обратных связей;

X_0' — критический коэффициент передачи цепи обратной связи, равный:

$$X_0' = -\frac{1}{K_0};$$

$\Delta' K_0$ и $\Delta' X$ — удаления соответствующих величин от критического значения, определяемые при выборе параметров схемы и ее регулировке.

При известном значении σ_1 могут быть рассчитаны коэффициент усиления усилителя на частоте квазирезонанса

$$K_{макс} = \frac{K_0}{\sigma_1}$$

и эквивалентная добротность

$$Q_э = \frac{Q_\alpha K_0}{\sigma_1}.$$

Так же как и в предыдущем случае, при расчете фильтра величина σ_1 может быть определена, если задаться коэффициентом нестабильности $\mu = \frac{\Delta\sigma_1}{\sigma_1}$ и определить значение $\Delta\sigma_1$ по формуле

$$\Delta\sigma_1 = \frac{\Delta K_0}{K_0} + K_0 \Delta X_0.$$

При этом ΔK_0 и ΔX_0 — изменения соответствующих параметров, обусловленные нестабильностью.

При использовании обычных ламп *RC*-фильтры могут быть построены в диапазоне частот 0,03 *гц* — 70 *кгц*.

14-4. Кварцевые фильтры

Кварцевые фильтры, основанные на использовании кварцевых резонаторов, позволяют получить весьма узкую полосу пропускания, большую крутизну скатов кривой затухания и высокую стабильность основных параметров.

а) Общие сведения о кварцевых резонаторах

Кварцевые резонаторы основаны на использовании явления пьезоэффекта. Как известно, это явление заключается в том, что при сжатии или растяжении кристалла кварца вдоль определенных направлений на его ребрах выделяются электрические заряды (прямой пьезоэффект), а также в том, что под действием электрического поля в кристалле кварца возникают механические напряжения, деформирующие его в определенных направлениях (обратный пьезоэффект).

Пьезоэффектом обладает не только кварц, но и ряд других кристаллов. Последние, однако, для создания резонаторов, работающих в фильтрах, пока не используются, так как либо пьезоэффект у них слабо выражен, либо они не обеспечивают достаточной стабильности параметров фильтра.

Если из кристалла кварца вырезать пластинку или стержень и расположить на них определенным образом электроды, то при подключении к последним переменного напряжения пластинка или стержень будет совершать колебания в определенном направлении.

Такая пластинка или стержень называется кварцевым вибратором, а совокупность вибратора с нанесенными на нем электродами и выводами, используемыми для подключения их к схемам, образует резонатор.

На рис. 14-38 приведены примеры конструкций двух кварцевых резонаторов. Электроды накладываются на кварцевый вибратор *1* в виде металлизированных слоев *2*, которые электрически соединены со штырьками *3*, служащими для подключения резонатора к схеме.

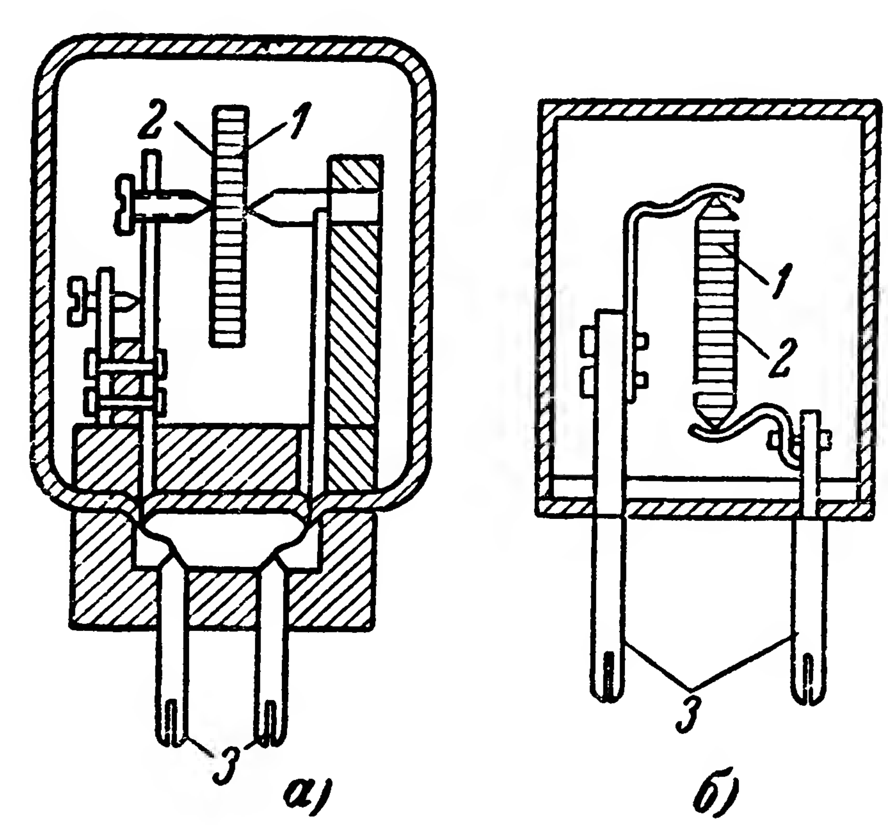


Рис. 14-38. Примеры конструкций кварцевых резонаторов с колебанием вибраторов.

а — по длине; *б* — по толщине.

В резонаторе на рис. 14-38,*а* вибратор представляет собой стержень, который при приложении к электродам переменного напряжения колеблется по длине. В резонаторе на рис. 14-38,*б* вибратор представляет собой пластинку, которая колеблется по толщине.

В кварцевых резонаторах используются также и другие виды колебаний вибраторов: сдвига, изгибания и пр.

Амплитуда колебаний вибратора имеет наибольшее значение, когда частота напряжения, приложенного к его обкладкам, равна резонансной частоте f_0. Последняя приблизительно равна (без учета весьма малого влияния активных потерь) частоте собственных колебаний вибратора при соответствующем виде деформации.

Для работы кварцевых резонаторов в схемах очень большое значение имеет стабильность резонансной частоты. Последняя зависит в основном от окружающей температуры. Эта зависимость характеризуется температурным коэффициентом частоты, или сокращенно ТКЧ, который определяется по формуле

$$\alpha_q = \frac{\Delta f_0}{f_0 \Delta t} \left[\frac{1}{^\circ C}\right],$$

где α_q — ТКЧ кварцевого вибратора;

Δf_0 — изменение резонансной частоты f_0 колебаний вибратора при изменении окружающей температуры на Δt° С.

Для получения малого ТКЧ вибраторы выпиливаются из кристалла кварца так, что оси их определенным образом располагаются относительно осей кристалла. Направления этих осей определяются пьезоэлектрическими свойствами кварца [Л. 54 и 80].

На практике используются различные срезы кварца, обладающие малыми ТКЧ и работающие при различных видах колебаний.

б) Эквивалентная электрическая схема и параметры кварцевых резонаторов

При колебании кварцевого вибратора под действием приложенного к электродам напряжения на гранях, где расположены электроды, выделяются вследствие прямого пьезоэффекта электрические заряды.

Это обстоятельство в свою очередь вызывает изменение тока в цепи резонатора. Анализ этого явления показывает, что цепь кварцевого резонатора может быть заменена эквивалентной электрической схемой на рис. 14-39.

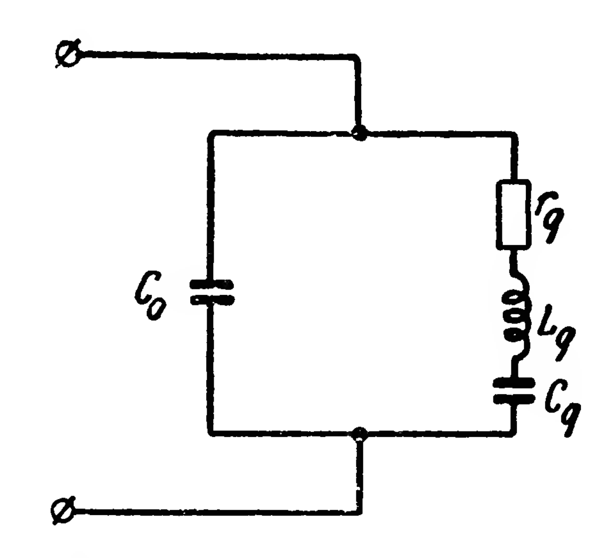


Рис. 14-39. Эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора.

В этой схеме C_0—емкость между электродами, называемая статической. Она, как обычно, определяется площадью этих электродов и диэлектрической проницаемостью кварца. В значение емкости C_0 включается также емкость между электродами кварцедержателя. L_q, C_q и r_q — эквивалентные электрические параметры, учитывающие действия обратного и прямого пьезоэффектов.

Активное сопротивление r_q обусловливается активными потерями, имеющими место при колебаниях кварцевого вибратора. Так как последние малы, то и r_q также мало, в силу чего добротность эквивалентного колебательного контура на рис. 14-39 получается весьма высокой и имеет порядок

$$Q_q = 10^3 \div 10^5.$$

Такая добротность не может быть получена в обычных электрических контурах. Это обстоятельство наряду с высокой стабильностью параметров является основным свойством кварцевых резонаторов, обусловливающим широкое применение их в современной технике связи, телеуправления и телеконтроля.

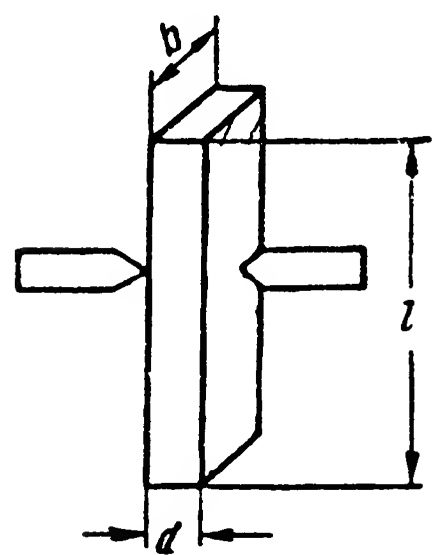


Рис. 14-40. Форма и размеры кварцевого вибратора с колебанием по длине.

Параметры эквивалентной схемы кварцевого резонатора могут быть определены по приведенным ниже формулам.

Для кварцевого резонатора с колебаниями по длине:

$$\left.\begin{aligned} &\text{а) } f_0 = \frac{k_f}{l}; \\ &\text{б) } C_0 = \varepsilon \frac{bl}{d}; \\ &\text{в) } C_q = k_C \frac{bl}{d}; \\ &\text{г) } L_q = k_L \frac{dl}{b}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}66)$$

Здесь d — толщина; l и b — длина и ширина вибратора, т. е. размеры граней, на которых располагаются электроды (рис. 14-40).

В табл. 14-1 приведены значения коэффициентов k_f, k_C, k_L и α_q для различных отношений $\frac{b}{l}$ и различных срезов.

Аналогичные формулы для определения эквивалентных электрических параметров имеются и для резонаторов с другими видами колебаний [Л. 46 и 54].

в) Качество кварцевого резонатора

Качество кварцевого резонатора характеризуется:

1) добротностью Q_q;

2) отношением емкостей $\frac{C_q}{C_0}$;

3) температурным коэффициентом частоты α_q;

4) коэффициентом ухода частоты со временем α_τ.

Отношение емкостей

$$\nu_0 = \frac{C_q}{C_0} \qquad (14\text{-}67)$$

определяет возможное значение связи эквивалентного контура кварцевого резонатора с внешней схемой. Качество кварцевого резонатора тем выше, чем больше ν_0.

Коэффициент ухода частоты со временем определяется обычно экспериментальным путем как отношение

$$\alpha_\tau = \frac{\Delta f_\tau}{f_0},$$

где Δf_τ — уход резонансной частоты кварцевого резонатора при хранении его в течение времени и в условиях, заданных техническими требованиями.

Чаще всего таким сроком хранения является 3—4 года. Для обычных кварцевых резонаторов $\alpha_\tau = 5\cdot10^{-4} - 10^{-5}$. При расположении кварцевых вибраторов в вакууме α_τ имеет меньшее значение.

Иногда качество кварцевых резонаторов характеризуется величиной

$$M = Q_q \frac{C_q}{C_0}.$$

г) Сопротивление и частотные характеристики кварцевых резонаторов

Если в схеме кварцевого резонатора (рис. 14-39) пренебречь активным сопротивлением ($r_q = 0$), то эквивалентное электрическое сопротивление такой схемы равно

$$Z_э = \frac{1}{j\omega C_0 + \dfrac{1}{j\omega L_q + \dfrac{1}{j\omega C_q}}}.$$

Таблица 14-1

Значения коэффициентов k_f, k_C, k_L и α_q для резонаторов с колебаниями по длине

$\frac{b}{l}$	X-срез				Срез 5°				Срез CT			
	k_f, кгц·см	k_C, мкмкф/см	k_L, гн/см	α_q, 1/°C	k_f, кгц·см	k_C, мкмкф/см	k_L, гн/см	α_q, 1/°C	k_f, кгц·см	k_C, мкмкф/см	k_L, гн/см	α_q, 1/°C
0,5	265	$31,3\cdot10^{-4}$	115	$-10\cdot10^{-6}$	270	$33,6\cdot10^{-4}$	103	$-8,5\cdot10^{-6}$	—	—	—	—
0,6	262	$30,4\cdot10^{-4}$	121	$-16\cdot10^{-6}$	265,8	$31,5\cdot10^{-4}$	114	$-12\cdot10^{-6}$	—	—	—	—
0,7	253	$28,3\cdot10^{-4}$	133	$23\cdot10^{-6}$	260,1	—	—	$-20\cdot10^{-6}$	—	—	—	—
0,855	—	—	—	—	—	—	—	—	329	$16,1\cdot10^{-4}$	145	$<1\cdot10^{-6}$

Преобразуя последнее равенство, получим:

$$Z_э = \frac{1}{j\omega C_0} \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega^2}, \qquad (14\text{-}68)$$

где

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}};$$

$$\omega_2 = \omega_1 \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_0}}.$$

На рис. 14-41 приведен график зависимости $Z_э$ от частоты ω. Характерным для этой зависимости является наличие двух частот: последовательного резонанса ω_1 и параллельного ω_2.

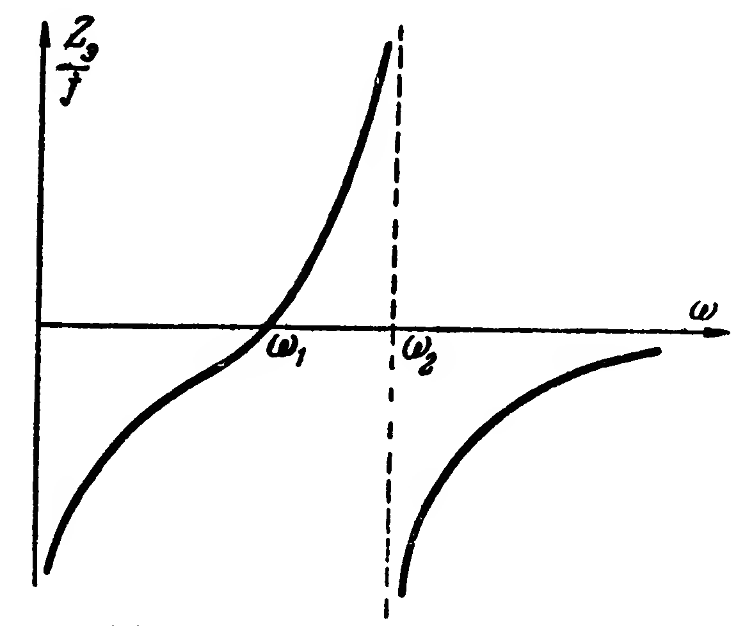


Рис. 14-41. Частотная характеристика сопротивления кварцевого резонатора.

Для кварцевых резонаторов, как правило, величина $\nu_0 = \frac{C_q}{C_0} < 0{,}01$.

Используя это обстоятельство, с большой степенью точности частоту ω_2 можно определить по формуле

$$\omega_2 \approx \omega_1 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C_q}{C_0}\right)$$

или

$$\Delta\omega_1 = \omega_2 - \omega_1 \approx \omega_1 \frac{\nu_0}{2}.$$

Последнее равенство означает, что относительная разность частот параллельного и последовательного резонансов весьма мала. Это обстоятельство имеет большое значение для работы кварцевых фильтров. Величина $\frac{\Delta\omega_1}{\omega_1}$ тем больше, чем выше качество резонатора, т. е. чем больше ν_0.

д) Основные типы схем кварцевых фильтров

Простейшая схема фильтра, которая может быть образована с помощью кварцевого резонатора, изображена на рис. 14-42. Она состоит из последовательно включенных

кварцевого резонатора Q и сопротивления нагрузки $Z_н$. В дальнейшем будем полагать это сопротивление активным.

На рис. 14-43 приведена кривая избирательности такой схемы. Как видно из рисунка, при изменении частоты приложенного напряжения коэффициент передачи K вблизи частоты ω_1 последовательного резонанса резко возрастает, а вблизи частоты ω_2 параллельного резонанса это напряжение становится весьма малым. В дальнейшем с увеличением частоты приложенного напряжения напряжение на нагрузке непрерывно возрастает. Такой вид кривой избирательности непосредственно обусловлен рассмотренным выше характером изменения эквивалентного электрического сопротивления кварцевого резонатора.

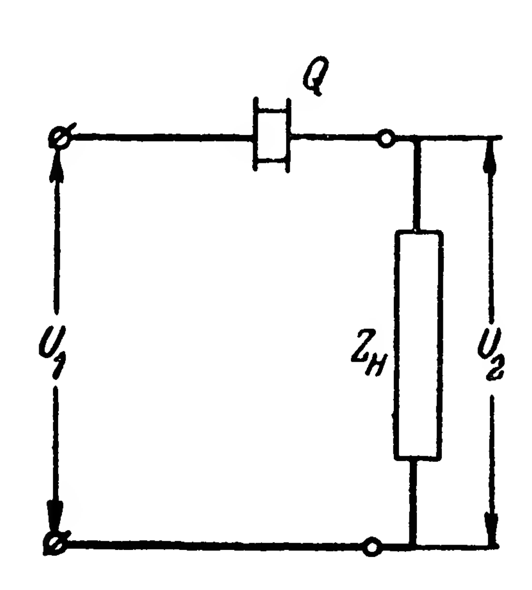


Рис. 14-42. Простейшая схема цепи с кварцевым резонатором.

Рис. 14-43. Характеристика избирательности цепи по рис. 14-42.

Рост напряжения на нагрузке с увеличением частоты при $\omega > \omega_2$ обусловлен действием статической емкости C_0 резонатора. Кривая избирательности, показанная на рис. 14-43, не удовлетворяет обычным требованиям к характеристике избирательности полосовых фильтров, и потому простейшая схема фильтра по рис. 14-42 не может быть использована.

Для получения формы кривой избирательности, удовлетворяющей требованиям к полосовому фильтру, необходимо устранить или компенсировать действие статической емкости C_0. Наилучшие результаты дают и потому имеют наибольшее распространение симметричные мостовые и дифференциально-мостовые схемы.

По числу используемых резонаторов мостовые схемы разделяются на однокристальные, двухкристальные и многокристальные.

На рис. 14-44 приведена мостовая схема кварцевого фильтра. Сопротивление последовательных плеч Z_1 — кварцевые резонаторы (один или несколько, включенных параллельно). Сопротивления параллельных плеч Z_2 — компенсирующие емкости или кварцевые резонаторы.

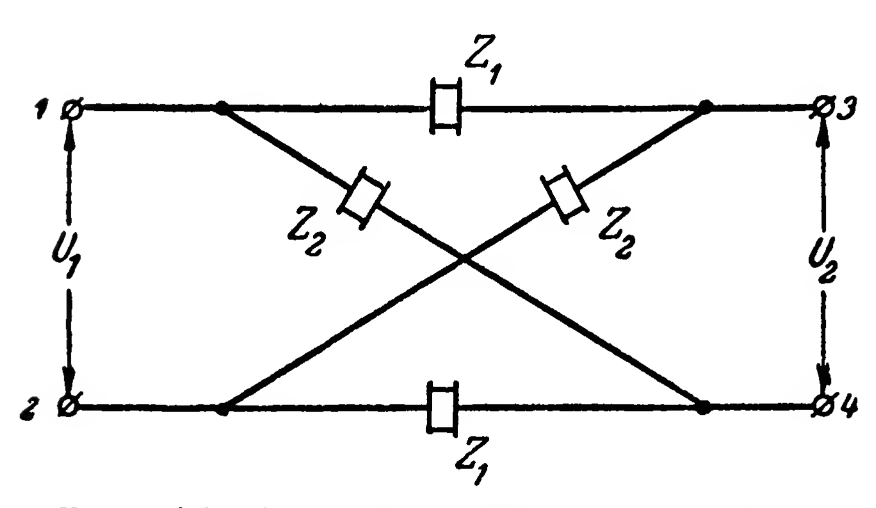


Рис. 14-44. Схема мостового кварцевого фильтра.

Рис. 14-45. Схема дифференциально-мостового кварцевого фильтра с трансформатором.

На рис. 14-45 и 14-46 приведены дифференциально-мостовые схемы кварцевых фильтров. В этих схемах два плеча моста образуются сопротивлениями индуктивного или емкостного делителя напряжения. Сопротивление одного из плеч (Z_1) — кварцевые резонаторы, сопротивление другого (Z_2) — компенсирующая емкость или кварцевые резонаторы.

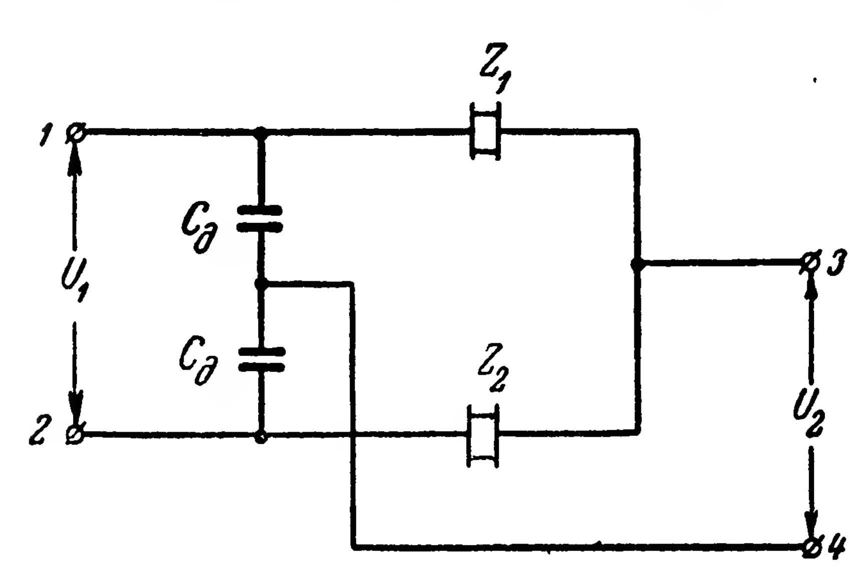


Рис. 14-46. Схема дифференциально-мостового кварцевого фильтра с емкостным делителем.

Рассматривая основные уравнения Кирхгофа для мостовых и дифференциально - мостовых схем, нетрудно убедиться, что если сопротивления плеч делителя достаточно малы, так что напряжения на этих плечах остаются всегда равными по величине, то дифференциально-мостовые схемы на рис. 14-45 и 14-46 эквивалентны мостовой схеме на рис. 14-47.

Двухкристальные мостовые схемы и эквивалентные им однокристальные дифференциально-мостовые схемы имеют несимметричную кривую затухания и малую крутизну скатов этой кривой. По этим причинам на практике большее применение нашли четырехкристальные мостовые

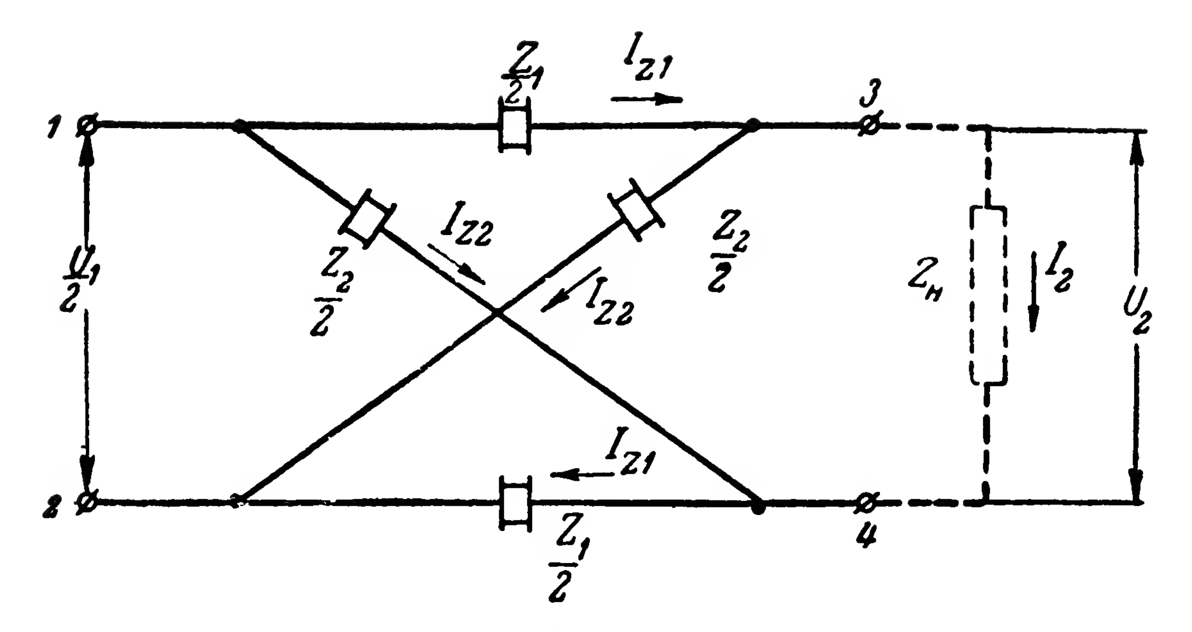


Рис. 14-47. Эквивалентная схема дифференциально-мостового фильтра.

схемы и схемы с большим числом резонаторов, а также эквивалентные этим схемам дифференциально-мостовые схемы.

е) Рабочее затухание мостовых схем

Рабочее затухание мостовых схем может быть определено по общей формуле (14-9). Подробный анализ схемы на рис. 14-44 [Л. 127 и 128] показывает, что для случая, когда внутреннее сопротивление источника сигнала $Z_г$ и сопротивление нагрузки $Z_н$ равны:

$$Z_г = Z_н = R_0,$$

рабочее затухание

$$b_р = \ln \left| \frac{\left(1 + \frac{Z_1}{R_н}\right)\left(1 + \frac{Z_2}{R_н}\right)}{\frac{Z_2}{R_н} - \frac{Z_1}{R_н}} \right|. \quad (14\text{-}69)$$

Расчет по этой формуле требует производства вычислений с комплексными числами. Поэтому он производится лишь в нескольких точках для частот, весьма близких к резонансным (ω_1 и ω_2), когда на величину затухания существенно влияют активные сопротивления r_q кварцевых резонаторов. Для других частот влиянием сопротивления r_q можно пренебречь. Это позволяет упростить расчетную формулу и привести ее к виду

$$b_р = \ln \sqrt{1 + N^2}, \quad (14\text{-}70)$$

где

$$N=\frac{\frac{x_1 x_2}{\alpha}+\alpha}{x_1-x_2}.$$

При этом

$$x_1=\frac{1}{j}\cdot\frac{Z_1}{R_м};$$

$$x_2=\frac{1}{j}\cdot\frac{Z_2}{R_м};$$

$$\alpha=\frac{R_н}{R_м}.$$

Сопротивления Z_1 и Z_2 — чисто реактивные, поэтому x_1 и x_2 — вещественные числа;

$R_м$ — характеристическое сопротивление фильтра при средней частоте ω_m в полосе пропускания:

$$R_м=\sqrt{Z_1 Z_2}_{(\omega=\omega_m)}.$$

ж) Характеристики четырехкристальных мостовых и эквивалентных им двухкристальных дифференциально-мостовых кварцевых фильтров

Рассмотрим более подробно основные соотношения и работу четырехкристальных мостовых и эквивалентных им двухкристальных дифференциально-мостовых схем, которые очень часто используются на практике.

Для небольшого изменения положения резонансных частот в схемах на рис. 14-44—14-46 в ряде случаев параллельно кварцевым резонаторам подключают добавочные емкости $C_{д1}$ и $C_{д2}$.

Эквивалентная схема четырехкристального кварцевого фильтра может быть представлена в виде схемы рис. 14-48, где $C_1=C_{01}+C_{д1}$ и $C_2=C_{02}+C_{д2}$. При этом C_{01} и C_{02} — статические емкости кварцевых резонаторов в последовательном и параллельном плечах.

Расположение резонансных частот чаще всего выбирается таким образом, чтобы условие существования идеальной полосы пропускания в мостовом фильтре $\frac{Z_1}{Z_2}<0$ выполнялось лишь для одной непрерывной полосы пропускания.

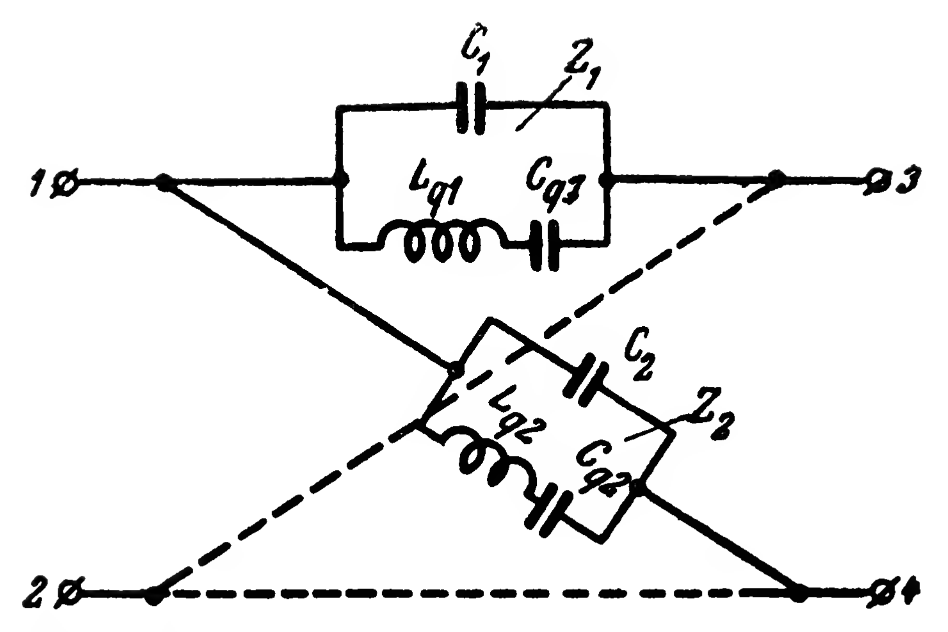


Рис. 14-48. Эквивалентная электрическая схема четырехкристального кварцевого фильтра.

С этой целью частоту последовательного резонанса (ω_1'') плеча Z_2 выбирают равной частоте параллельного резонанса (ω_2') плеча Z_1, т. е. $\omega_1'' = \omega_2' = \omega_2$.

Такое расположение резонансных частот показано на рис. 14-49. Как видно из рисунка, условие существования полосы пропускания выполняется для полосы частот

$$\omega_3 - \omega_1 = (\omega_3 - \omega_2) + (\omega_2 - \omega_1).$$

При этом $\omega_3 - \omega_2$ — разность между частотами параллельного и последовательного резонансов параллельного плеча Z_2, а $\omega_2 - \omega_1$ — последовательного плеча Z_1.

Выбором размеров кварцевых вибраторов и величин добавочных емкостей $C_{д1}$ и $C_{д2}$ можно также получить пересечения частотных характеристик плеч фильтра $Z_1 = Z_1(\omega)$ и $Z_2 = Z_2(\omega)$ в двух различных точках: $\omega_{1\infty}$ и $\omega_{2\infty}$. В этих точках мост уравновешен: сопротивления

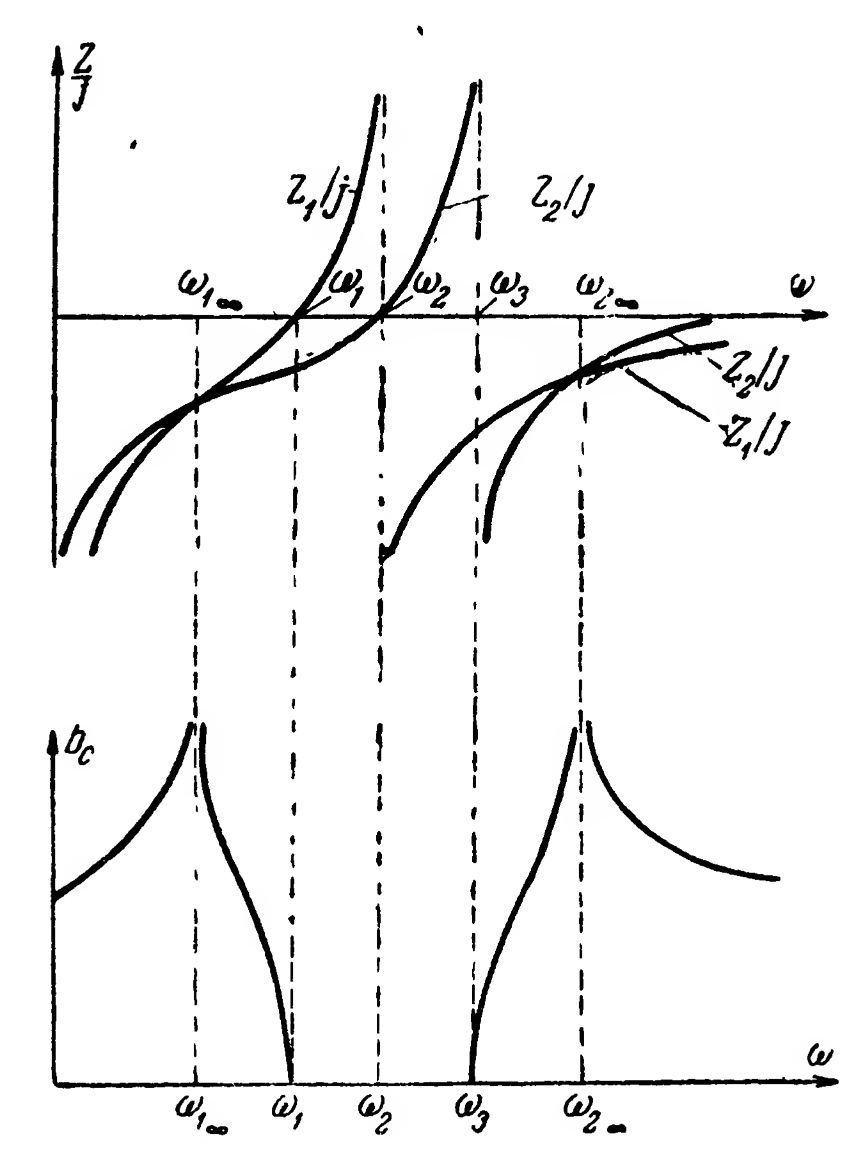


Рис. 14-49. Графики зависимостей сопротивлений плеч и характеристического затухания четырехкристального мостового кварцевого фильтра от частоты.

плеч моста равны и, следовательно, соответствующие им частоты $\omega_{1\infty}$ и $\omega_{2\infty}$—частоты бесконечного затухания. При различных выборах параметров частота $\omega_{1\infty}$ может изменяться от 0 до ω_1, а частота $\omega_{2\infty}$ — от ω_3 до ∞.

На практике чаще всего используются фильтры с симметричной кривой затухания и, следовательно, симметричным расположением частот бесконечного затухания.

Условие симметрии для случая, приведенного на рис. 14-49, математически удобно представить в виде равенства средних геометрических частот бесконечного затухания и частот среза полосы пропускания:

$$\sqrt{\omega_{1\infty}\omega_{2\infty}} = \sqrt{\omega_1\omega_3} = \omega_m,$$

где ω_m — средняя геометрическая частота в полосе пропускания.

В случае, когда частоты ω_1 и ω_3 не очень далеко отстоят друг от друга, средние геометрические значения могут быть заменены средними арифметическими.

з) Расчет параметров четырехкристальных мостовых и эквивалентных им двухкристальных дифференциально-мостовых кварцевых фильтров

Сопротивления последовательных и параллельных плеч фильтра на рис. 14-48 для принятых на рис. 14-49 обозначений резонансных частот и параметров могут быть вычислены на основании (14-68) по формулам

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{j\omega C_1}\cdot\frac{\omega_1^2-\omega^2}{\omega_2^2-\omega^2};\\ Z_2 &= \frac{1}{j\omega C_2}\cdot\frac{\omega_2^2-\omega^2}{\omega_3^2-\omega^2}. \end{aligned}\right\} \tag{14-71}$$

Введем обозначение

$$m = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}; \tag{14-72}$$

тогда

$$Z_2 = \frac{m^2}{j\omega C_1}\cdot\frac{\omega_2^2-\omega^2}{\omega_3^2-\omega^2}. \tag{14-73}$$

Рассмотрение (14-71) и (14-73) позволяет установить связь между значениями частот ω_1, ω_2, ω_3, $\omega_{1\infty}$ и $\omega_{2\infty}$, определить характеристическое сопротивление фильтра и найти формулы для расчета параметров фильтра [Л. 127 и 128].

Если заданы или предварительно выбраны ширина полосы пропускания $2\Delta\omega_п = \omega_3 - \omega_1$ и расположение частот бесконечного затухания $\omega_{1\infty}$ и $\omega_{2\infty}$, то расчет основных параметров симметричного мостового фильтра на рис. 14-44 (эквивалентная схема —рис. 14-48) выполняется по следующим формулам):

$$\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega_п = \omega_3 - \Delta\omega_п;$$

$$m = \sqrt{1 - \frac{1}{\Delta W_\infty^2}};$$

$$\Delta W_\infty^2 = \frac{\omega_{2\infty} - \omega_{1\infty}}{2\Delta\omega_п};$$

$$C_1 = \frac{m}{\omega_3 R_н}; \quad C_2 = \frac{C_1}{m^2};$$

$$C_{q1} = \frac{2\cdot\Delta\omega_п}{\omega_1} C_1; \quad L_{q1} = \frac{1}{\omega_1^2 C_{q1}};$$

$$C_{q2} = \frac{2\Delta\omega_п}{\omega_2} C_2; \quad L_{q2} = \frac{1}{\omega_2^2 C_{q2}}.$$

Для дифференциально-мостовых схем на рис. 14-45 и 14-46 значения C_{q1} и C_{q2} должны быть уменьшены в 2 раза.

По рассчитанным значениям C_{q1}, C_{q2} или L_{q1}, L_{q2} и резонансным частотам ω_1 и ω_2 можно определить размеры кварцевых вибраторов и их статические емкости C_{01} и C_{02}, используя (14-66) для кварцевого резонатора с колебаниями по длине или аналогичные формулы для резонаторов с другими видами колебаний. При расчете вибратора одно из соотношений его размеров (например, $\frac{b}{l}$ для резонатора с колебаниями по длине) выбирается из условия получения необходимого или допустимого значения температурного коэффициента частоты.

Зная C_{01} и C_{02}, можно найти величину добавочных емкостей из равенств $C_{д1} = C_1 - C_{01}$ и $C_{д2} = C_2 - C_{02}$. Если

этим равенствам удовлетворить нельзя (например, получается, что $C_1 < C_{01}$), то это означает, что схема на рис. 14-44 не может обеспечить выполнения требования в отношении ширины полосы пропускания и следует обратиться к рекомендациям п. «п» настоящего параграфа.

Характеристика рабочего затухания четырехкристального мостового фильтра может быть рассчитана по (14-70). При этом формула для определения параметра N приводится к виду

$$N = \Delta W_{\infty} \sqrt{\Delta W_{\infty}^2 - 1}\, \frac{(\omega^2 - \omega_2^2)^2 (\omega^2 + \omega_2^2)}{\omega_3 \omega (\omega^2 - \omega_{1\infty}^2)(\omega^2 - \omega_{2\infty}^2)} .$$

Для частот, не сильно отличающихся от резонансных, когда выполняется условие

$$|\omega - \omega_2| \ll \omega_2$$

или

$$|\omega - \omega_1| \ll \omega_1,$$

$$N = \frac{1}{2} \Delta W_{\infty} \sqrt{\Delta W_{\infty}^2 - 1}\, \frac{(2W - 1)^2}{(W - W_{1\infty})(W - W_{2\infty})}, \qquad (14\text{-}74)$$

где W — нормированная частота:

$$W = \frac{\omega - \omega_1}{2\Delta\omega_{\text{п}}} = \frac{f - f_1}{2\Delta f_{\text{п}}};$$

соответственно

$$W_{1\infty} = \frac{\omega_{1\infty} - \omega_1}{2\Delta\omega_{\text{п}}} = \frac{f_{1\infty} - f_1}{2\Delta f_{\text{п}}};$$

$$W_{2\infty} = \frac{\omega_{2\infty} - \omega_1}{2\Delta\omega_{\text{п}}} = \frac{f_{2\infty} - f_1}{2\Delta f_{\text{п}}}.$$

и) Многокристальные кварцевые фильтры и расширение полосы пропускания

Увеличение числа резонаторов в схеме кварцевого фильтра позволяет получить фильтр более высокого класса. При этом увеличиваются крутизна скатов кривой затухания, число частот бесконечного затухания и затухание в полосе задержания. Вопросы расчета таких фильтров изложены в [Л. 123].

Максимальная полоса пропускания кварцевых фильтров определяется разностью частот параллельного и последовательного резонансов кварцевых резонаторов. Эта разность такова, что полоса пропускания может быть не более 0,4% в двухкристальном мостовом фильтре и 0,8% в четырехкристальном. Для расширения полосы пропускания применяется последовательное или параллельное подключение индуктивности к цепи кварцевых резонаторов [Л. 13]. Предел расширения полосы пропускания в таких схемах определяется добротностью подключаемой индуктивности.

14-5. Магнитомеханические и магнитострикционные фильтры

а) Понятие о магнитомеханических резонаторах

Магнитомеханический резонатор представляет собой электромеханическую резонансную систему, основанную на использовании возбуждения механического вибратора с помощью сил тяжения магнитного поля.

В качестве вибратора применяется стержень или камертон, закрепленный у основания.

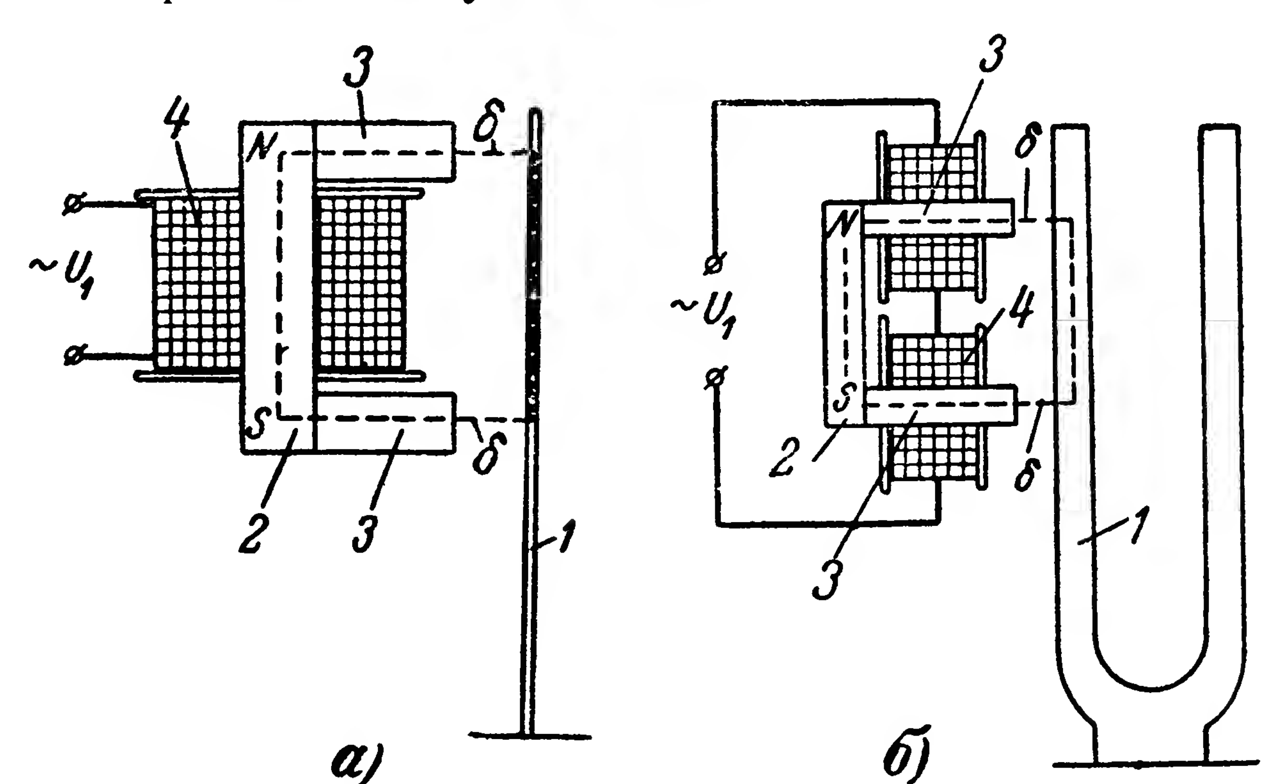


Рис. 14-50. Магнитомеханические резонаторы.
а — со стержневым (пластинчатым) и *б* — с камертонным вибраторами.

На рис. 14-50,*а* изображен резонатор со стержневым или пластинчатым вибратором, а на рис. 14-50,*б* — с камертонным.

Как видно из рисунка, кроме вибратора *1*, резонатор включает в себя систему возбуждения, которая состоит из

постоянного магнита *2*, полюсных надставок *3* и обмотки *4*. Постоянный магнит образует поляризующее магнитное поле, магнитные линии которого проходят через рабочие воздушные зазоры δ и вибратор, как это показано на рисунке пунктиром. Магнитный поток, проходящий через рабочий воздушный зазор, образует силу тяжения, действующую на вибратор.

При протекании по обмотке *4* переменного тока под действием приложенного напряжения U_1 образуется переменный магнитный поток Φ_1, накладывающийся на поляризующий поток Φ_0. Это обусловливает образование переменной возбуждающей силы, которая при условии $\Phi_0 \gg \Phi_1$ приблизительно синусоидальна и имеет ту же частоту, что и приложенное к обмотке синусоидальное напряжение. Под действием возбуждающей силы вибратор совершает вынужденные колебания.

В камертонном вибраторе (рис. 14-50,*б*) колеблются оба пера, поскольку они связаны через основание.

Так как вибратор представляет собой механическую колебательную систему, имеющую собственную частоту колебаний и малое затухание этих колебаний, амплитуда вынужденных колебаний его существенно зависит от частоты возбуждающих сил, а следовательно, от частоты приложенного напряжения. Когда эта частота равна резонансной, амплитуда колебаний вибратора максимальна. Это свойство механического резонатора и используется для создания резонансных реле и фильтров.

Системы возбуждения, изображенные на рис. 14-50, имеют простую схему магнитной цепи, в которой переменный поток Φ_1 проходит через постоянный магнит. Наряду с такими схемами часто применяются дифференциальные схемы магнитной цепи, позволяющие уменьшить сопротивление магнитной цепи переменному потоку Φ_1. Примеры дифференциальной схемы магнитной цепи системы возбуждения приведены ниже (см. рис. 14-58 и 15-10).

Магнитомеханические резонаторы и соответствующие фильтры строятся для низких частот.

Резонансная частота вибратора равна

$$f_0 = \frac{5{,}07}{l^2} b \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \qquad (14\text{-}75)$$

где l — длина стержня, *см*;
b — толщина стержня, *см* (размер в плоскости колебаний);

E — модуль упругости материала стержня, $кГ/см^2$;

ρ — удельный вес материала стержня, $кГ/см^3$.

Формула (14-75) справедлива и для камертонного вибратора, если вместо размеров стрежня подставить соответствующий размер пера.

При этом обычно принимают

$$l = l_{пр} + (0,3 - 0,4)\ см,$$

где $l_{пр}$ — длина прямолинейной части пера.

Существенно отметить, что резонансная частота вибратора не зависит от его ширины.

Магнитомеханические резонаторы строятся на частоты 50—3 000 *гц*.

б) Эквивалентная схема цепи обмотки возбуждения и температурный коэффициент частоты

Эквивалентная схема цепи обмотки возбуждения магнитомеханического резонатора имеет вид, приведенный на рис. 14-51 [Л. 6, 7, 53].

При этом $R_к$ и $L_к$ — активное сопротивление и индуктивность обмотки возбуждения при заторможенном вибраторе (эти параметры определяются обычным путем); $R_э$, $L_э$ и $C_э$ — вносимые эквивалентные активное сопротивление, индуктивность и емкость.

Как видно из рис. 14-51, эквивалентные параметры образуют колебательный контур. Падение напряжения на этом контуре равно по величине и противоположно по фазе э. д. с., наводимой в обмотке возбуждения вследствие изменения поляризующего потока при колебании вибратора.

Существенным является то обстоятельство, что данный контур имеет весьма высокую добротность:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L_э}{R_э} = 10^3 \div 5 \cdot 10^4, \quad (14\text{-}76)$$

что обусловлено малыми активными потерями энергии в вибраторе при его колебаниях.

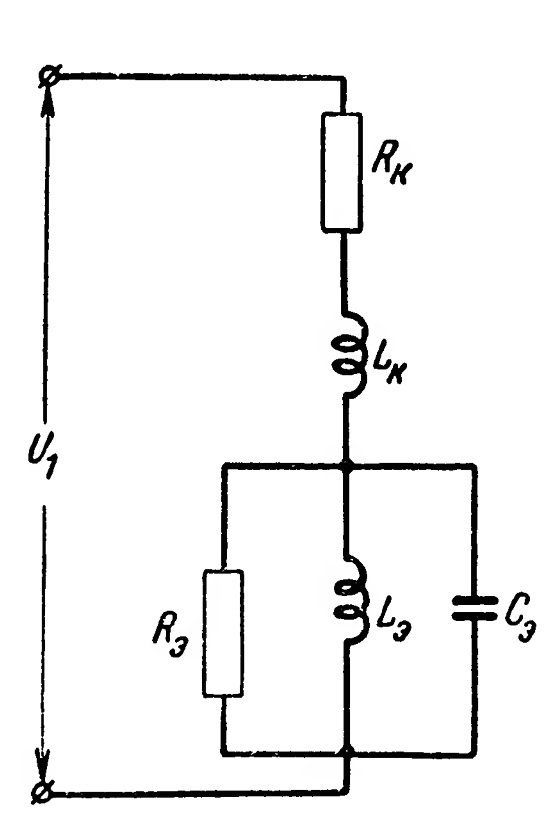


Рис. 14-51. Эквивалентная схема цепи обмотки возбуждения магнитомеханического резонатора.

Эквивалентные параметры $L_э$ и $C_э$ могут быть вычислены по формулам [Л. 53]

$$\left. \begin{aligned} L_э &= k_L \frac{l^3}{ab} w^2; \\ C_э &= k_C \frac{abl}{w^2}. \end{aligned} \right\} \qquad (14\text{-}77)$$

Здесь w — число витков обмотки возбуждения;
a — ширина стержня.

Коэффициенты k_L и k_C зависят от материала вибратора (модуля упругости и плотности) и степени связи системы возбуждения с вибратором, которая определяется коэффициентом связи β.

Для случая, когда вибратор выполняется из элинвара,

$$k_L = 1{,}49 \cdot 10^{-3} \beta^2 \ гн \cdot см;$$

$$k_C = 29{,}6 \frac{1}{\beta^2} \ ф/см^2.$$

Коэффициент связи β может быть приблизительно определен по формуле

$$\beta = \frac{B_0 \sigma_m}{R_m + R_{\delta 0}} [\psi],$$

где B_0 — индукция поляризующего потока в воздушном зазоре;
R_m — сопротивление магнитной системы переменному магнитному потоку;
$R_{\delta 0}$ — суммарное сопротивление воздушных зазоров;
σ_m — коэффициент, учитывающий влияние потоков рассеяния: $\sigma_m = 0{,}3 - 0{,}8$;
$[\psi]$ — функция, определяемая расположением системы возбуждения: она вычисляется по формуле

$$[\psi] = 1{,}7 \frac{l_1^2 + l_2^2}{l^2} - 0{,}7 \frac{l_1^3 + l_2^3}{l^3}.$$

Величины l, l_1 и l_2 показаны на рис. 14-52. Значения B_0, R_m и $R_{\delta 0}$ должны подставляться в приведенные формулы в системе МКСА.

Очень важным является также и то обстоятельство, что при соответствующем выборе материала вибратора (ин-

вар, элинвар), материала постоянных магнитов и конструкции резонатора резонансная частота эквивалентного контура (равная резонансной частоте вибратора) весьма стабильна. Так, в частности, температурный коэффициент резонансной частоты при принятии соответствующих мер может быть получен равным

$$\alpha_\omega = (1 \div 5) \cdot 10^{-6}\ 1/°C.$$

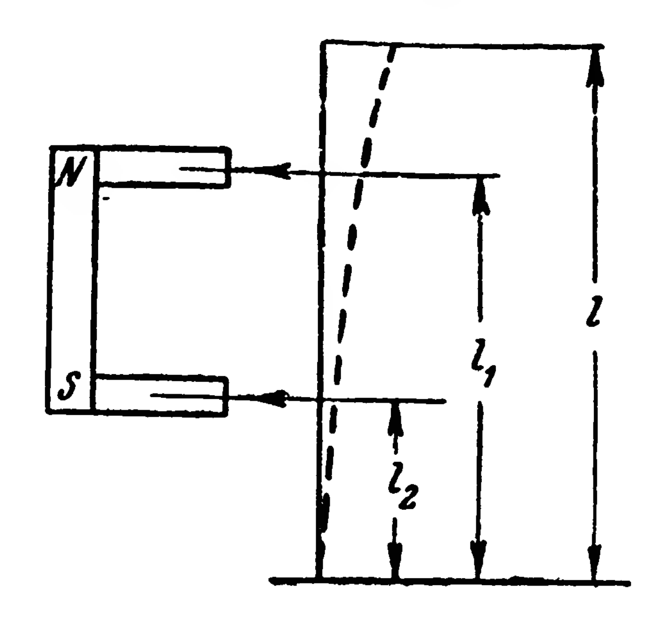


Рис. 14-52. Схема расположения магнитной системы возбуждения.

в) Устройство и работа магнитомеханических фильтров с одним вибратором

Магнитомеханический фильтр, кроме элементов, содержащихся в магнитомеханическом резонаторе, включает в себя еще систему снятия *СС* (рис. 14-53), которая имеет те же составные части, что и система возбуждения *СВ*, и может отличаться от нее лишь размерами отдельных элементов, обмоточными данными, длиной рабочих зазоров и местом расположения.

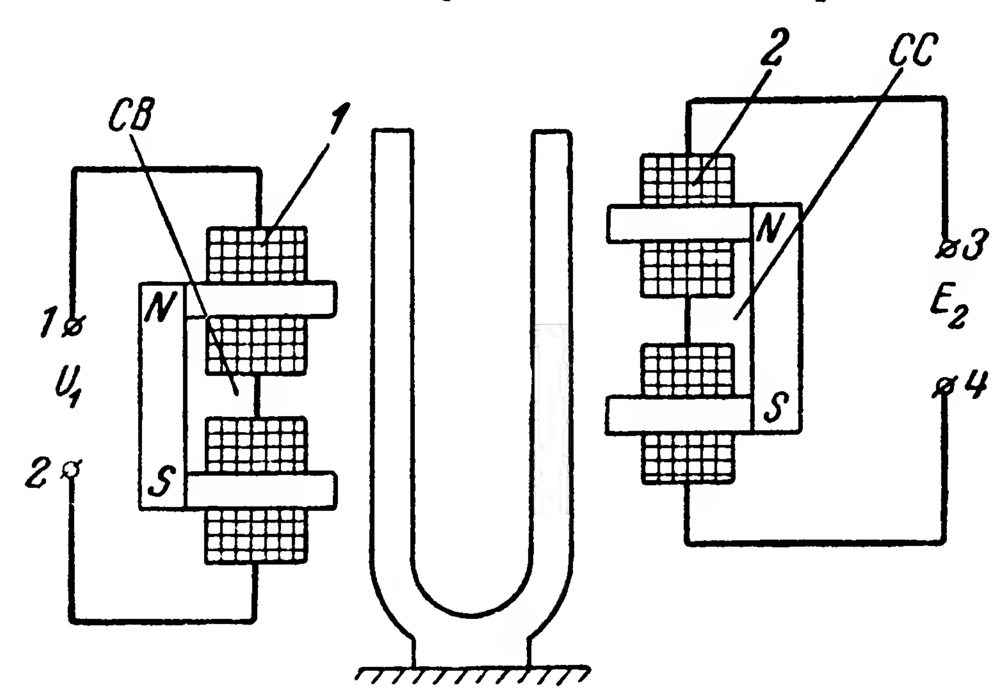


Рис. 14-53. Магнитомеханический фильтр с камертонным вибратором.

Принцип действия такого фильтра состоит в следующем. С приложением переменного напряжения U_1 к обмотке возбуждения *1*, как уже пояснялось, перья камертона совершают вынужденные колебания с частотой этого напряжения. Вследствие изменения рабочих зазоров в системе снятия изменяется величина поляризующего потока,

образуемого постоянным магнитом и сцепленного с обмоткой снятия. При этом в обмотке снятия наводится э. д. с. с той же частотой. Поскольку амплитуда колебаний перьев камертона существенно зависит от частоты напряжения U_1, то очевидно, что и амплитуда этой э. д. с. E_2 будет иметь такую же зависимость.

Так как камертон представляет собой высокоизбирательную резонансную систему с очень хорошей стабильностью резонансной частоты, то данный фильтр может иметь весьма узкую полосу пропускания и, следовательно, обеспечивать точный контроль частоты приложенного напряжения.

г) Эквивалентная схема и кривая избирательности магнитомеханического фильтра с одним вибратором

В общем случае, когда обмотка снятия нагружена на некоторое сопротивление

$$Z_н = R_н + jX_н,$$

эквивалентная электрическая схема рассматриваемого фильтра имеет вид рис. 14-54 [Л. 53].

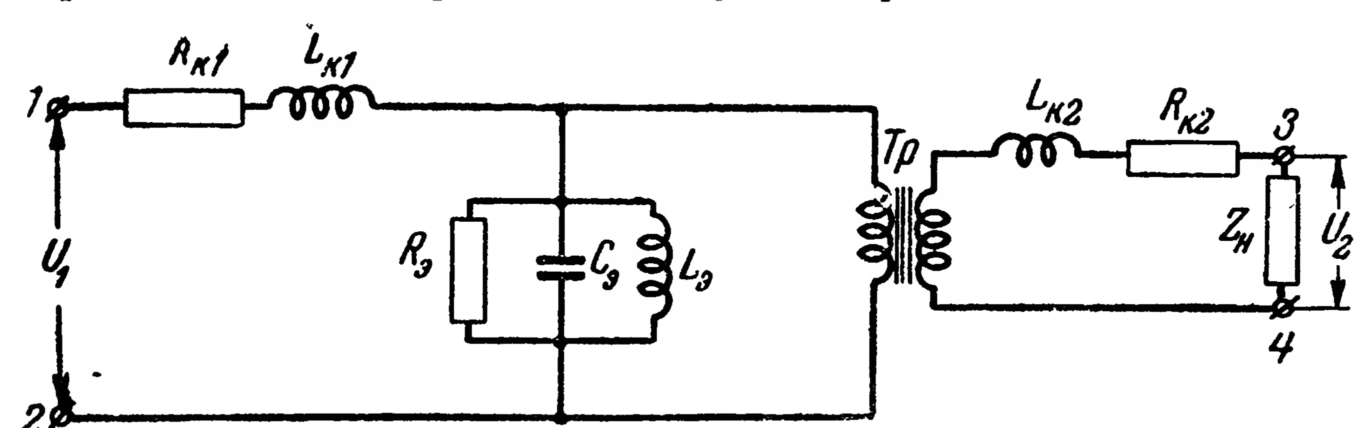


Рис. 14-54. Эквивалентная электрическая схема магнитомеханического фильтра.

В этой схеме $R_{к1}$, $L_{к1}$, $R_э$, $C_э$, $L_э$ являются параметрами эквивалентной схемы цепи обмотки возбуждения;

$R_{к2}$ и $L_{к2}$ — параметры обмотки снятия при заторможенном вибраторе;

Тр — идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации

$$n = \frac{\beta_2}{\beta_1} \cdot \frac{w_2}{w_1},$$

где β_1, β_2 — коэффициенты связи соответственно систем возбуждения и снятия с вибратором;

w_1, w_2 — числа витков обмоток возбуждения и снятия.

Для вычисления коэффициента передачи напряжения схему на рис. 14-54, используя свойства идеального трансформатора, целесообразно представить в виде схемы рис. 14-55. В этой схеме приведенные параметры равны:

$$L'_{к2}=\frac{L_{к2}}{n^2};\ R'_{к2}=\frac{R_{к2}}{n^2};\qquad Z'_{н}=\frac{Z_{н}}{n^2};\ U'_{2}=\frac{U_2}{n}.$$

Из схемы на рис. 14-55 видно, что кривая избирательности магнитомеханического фильтра должна быть такой же, как и для резонансных схем (усилителей) с одиночными кон-

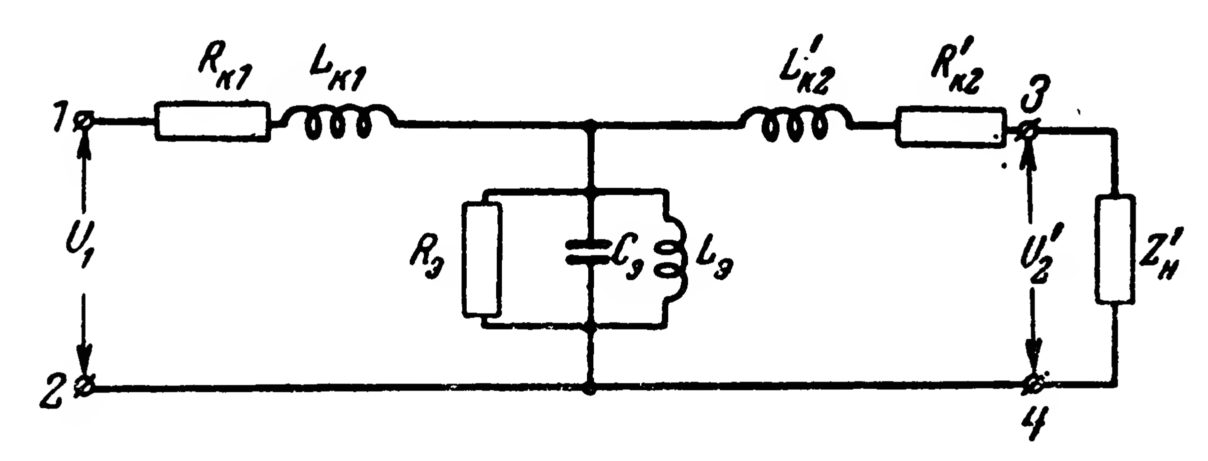


Рис. 14-55. Вариант эквивалентной электрической схемы магнитомеханического фильтра.

турами. Для вычисления этой кривой необходимо учесть затухания, вносимые в контур со стороны цепей возбуждения и снятия. Если сопротивления цепи возбуждения ($R_{к1}$, $L_{к1}$) и цепи снятия ($L'_{к2}$, $R'_{к2}$, $Z'_{н}$) сделать достаточно большими, то вносимые затухания будут малыми. Весьма малое затухание (высокая добротность) эквивалентного контура ($R_э$, $C_э$, $L_э$) позволяет при этом получить фильтр с малой полосой пропускания, имеющий к тому же высокую стабильность основных параметров.

Практика показывает, что, помимо связи обмотки возбуждения с обмоткой снятия, обусловленной колебаниями вибратора, имеется еще и непосредственная магнитная связь между ними. С учетом последней эквивалентная электрическая схема фильтра магнитомеханического резонанса имеет вид, показанный на рис. 14-56. В этой схеме приведенная взаимная индуктивность обмоток

$$M'_s=\frac{M_s}{n},$$

где M_s — взаимная индуктивность между обмотками возбуждения и снятия.

Взаимная индуктивность M'_s неблагоприятно сказывается на характеристике избирательности фильтра, так

как она вызывает значительное увеличение коэффициента передачи фильтра при частотах, далеко отстоящих от

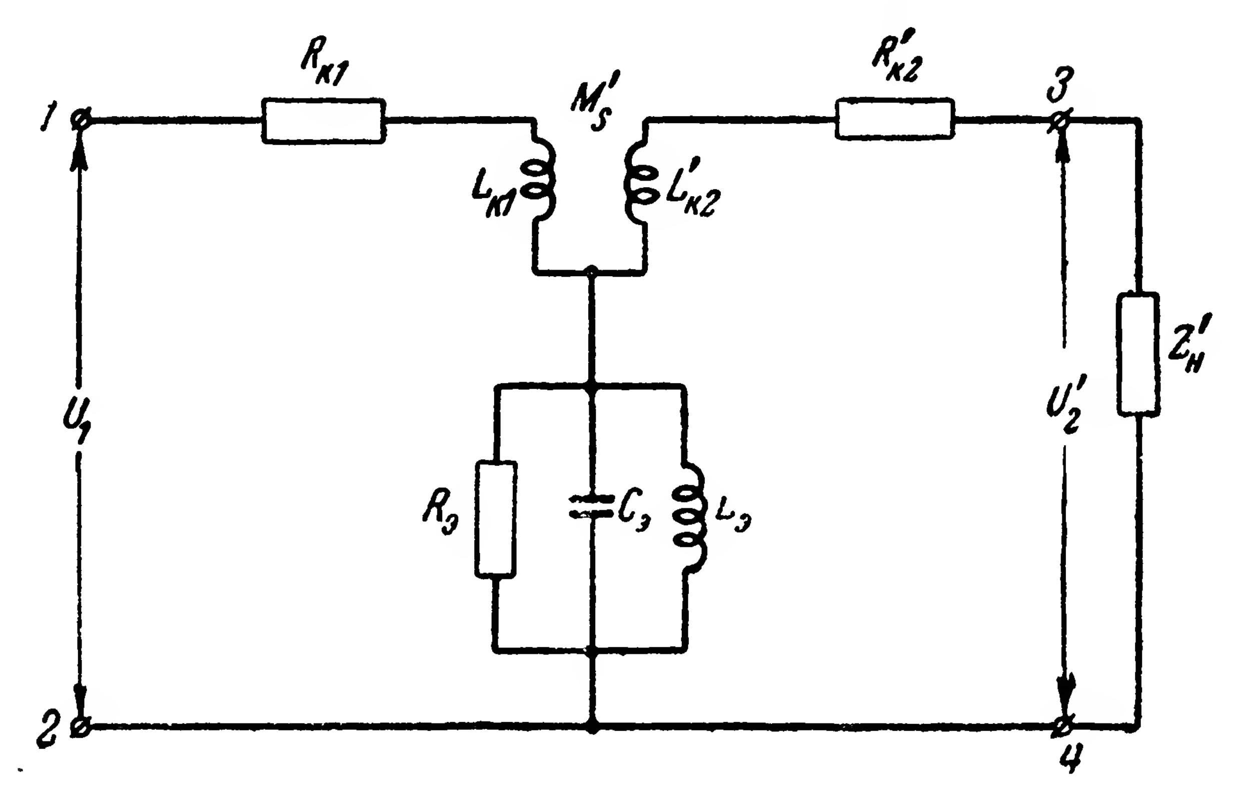


Рис. 14-56. Эквивалентная электрическая схема магнитомеханического фильтра с учетом взаимной индуктивности между обмотками возбуждения и снятия.

резонансной. Поэтому при конструировании фильтра принимают ряд мер для уменьшения M_s': выбирают соответствующее расположение систем возбуждения и снятия, вводят дополнительные экраны и пр.

д) Магнитомеханические фильтры со связанными вибраторами

Кривая избирательности магнитомеханического фильтра с одним вибратором (закрепленная одним концом пластинка или камертон) имеет такую же форму, как и соответствующая кривая LC-фильтра с одним колебательным контуром, и при малых расстройках рассчитывается по формуле (14-56). Эта кривая имеет малую крутизну скатов и вследствие этого часто не удовлетворяет требованиям, которые предъявляются к фильтру.

Для улучшения формы кривой избирательности и приближения ее по возможности к прямоугольной в последние годы были разработаны магнитомеханические фильтры с несколькими связанными вибраторами.

На рис. 14-57 схематически изображена конструкция магнитомеханического фильтра с двумя связанными вибраторами.

Рассматриваемый фильтр включает в себя: два камертонных вибратора: B_1 и B_2, выполненных из одного куска

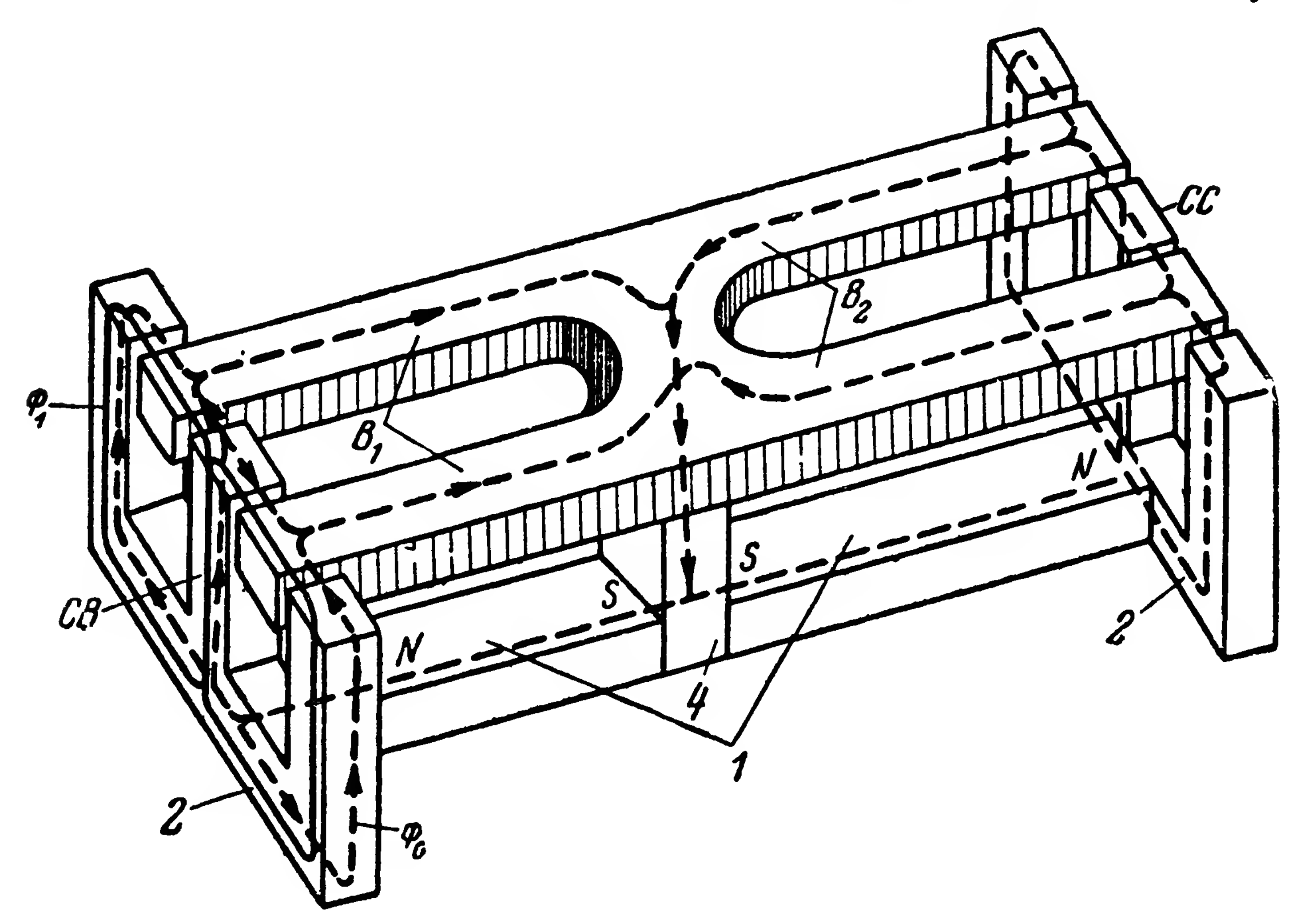


Рис. 14-57. Магнитомеханический фильтр с двумя связанными вибраторами.

материала и имеющих общее основание, систему возбуждения *СВ* и систему снятия *СС* с дифференциальной схемой магнитной цепи. Системы возбуждения и снятия состоят из постоянных магнитов *1*, Ш-образного сердечника *2* и обмотки *3* (последняя показана на рис. 14-58).

Вибраторы крепятся к плите с помощью железной стойки *4* (рис. 14-57).

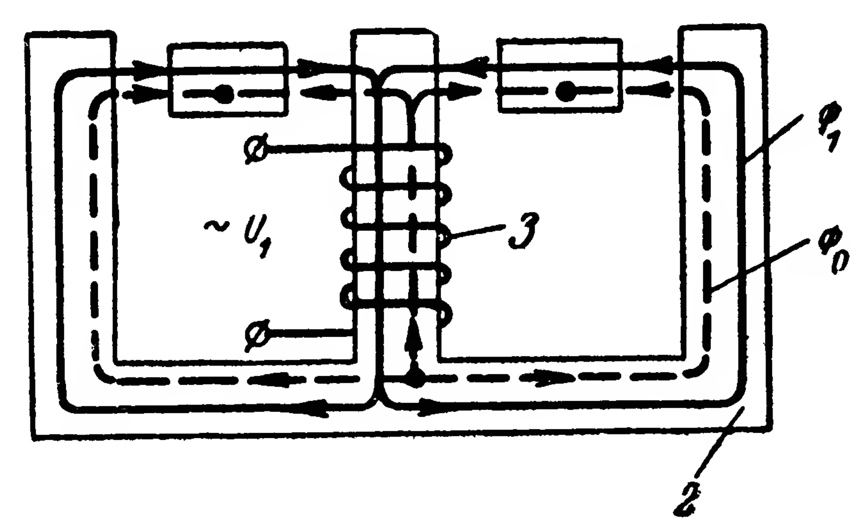


Рис. 14-58. Система возбуждения (снятия) с дифференциальной схемой магнитной цепи.

Постояный магнит системы возбуждения образует поляризующий магнитный поток Φ_0, который проходит через Ш-образный сердечник, воздушные зазоры и левый вибратор B_1. Направление магнитных линий этого потока показано на рис. 14-57 и 14-58 пунктиром.

При подведении к обмотке возбуждения (рис. 14-58)

переменного напряжения U_1 образуется переменный магнитный поток Φ_1. Этот поток в один полупериод в крайних воздушных зазорах усиливает поляризующий поток Φ_0, а в средних—ослабляет его. В другой полупериод картина обратная. Образуемые изменением магнитного потока переменные усилия вызывают колебания перьев левого вибратора в горизонтальной плоскости.

Так как левые и правые вибраторы имеют общее основание, то между их перьями существует упругая связь. Вследствие этого колебания перьев левого вибратора вызывают соответствующие колебания перьев правого вибратора. На рис. 14-59 показаны положения осей

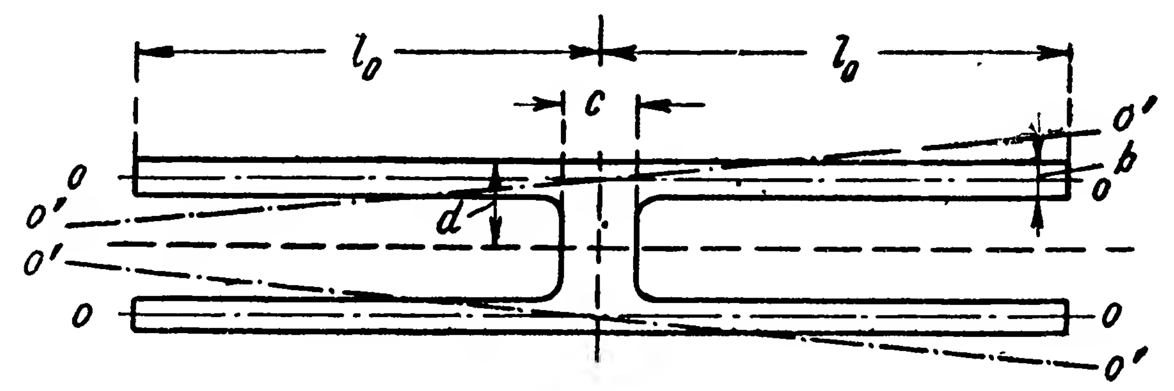


Рис. 14-59. Вибраторы фильтра по рис. 14-57.

перьев, когда колебаний нет (OO) и в один из моментов времени при наличии колебаний ($O'O'$).

Колебания перьев правого вибратора в воздушных зазорах магнитной системы снятия вызовут изменение ее поляризующего потока, что в свою очередь обусловит появление э. д. с. в обмотке снятия.

Если частота напряжения, приложенного к обмотке возбуждения, близка к резонансным частотам вибраторов (они делаются одинаковыми), то амплитуда колебаний перьев и соответственно э. д. с. в обмотке имеют относительно большие значения.

При сравнительно небольшом отклонении частоты приложенного напряжения от резонансной амплитуды колебаний перьев и э. д. с. в обмотке снятия резко падают.

Более детальное рассмотрение показывает, что магнитомеханический фильтр с двумя связанными вибраторами по рис. 14-57 может быть представлен в виде эквивалентной электрической схемы, изображенной на рис. 14-60. Из этого рисунка следует, что кривая избирательности рассматриваемого фильтра будет такой же, как и соответствующая кривая LC-фильтра с двумя связанными колебательными контурами. В зависимости от степени связи она может иметь один или два максимума. В рас-

сматриваемых фильтрах связь регулируется обычно путем выпиливания в общем основании (элемент связи) круглых или овальных отверстий.

На рис. 14-61 показана кривая избирательности при достаточно большой связи между вибраторами. Частота

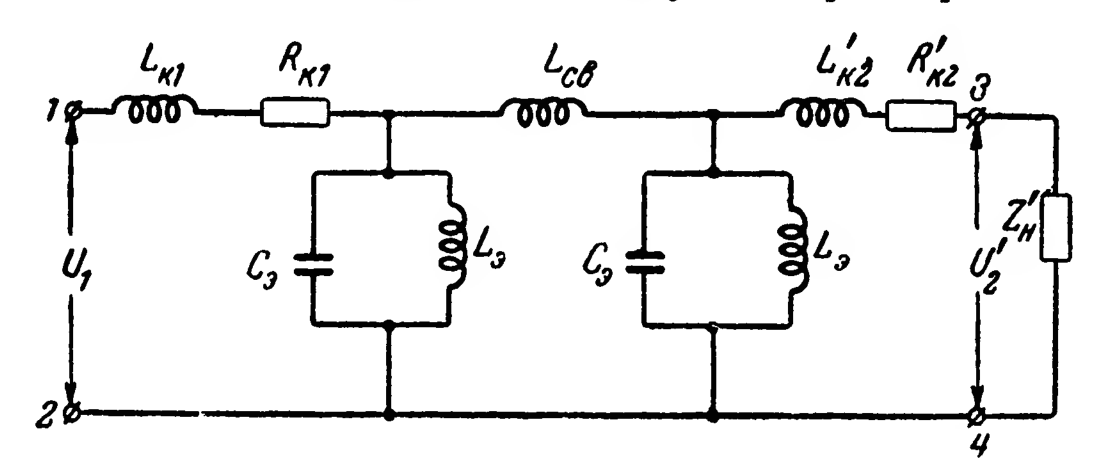


Рис. 14-60. Эквивалентная электрическая схема магнитомеханического фильтра с двумя связанными вибраторами.

f_0 соответствует резонансной частоте левого и правого вибраторов, а частоты f_1 и f_2 являются частотами связи.

Резонансная частота f_0 может быть определена по формуле (14-75), а разнос между частотами связи равен

$$\Delta f_{12} \approx 33 \cdot 10^4 \frac{b^4 d}{c^3 l_0^3},$$

где b, d, c и l_0 — размеры в сантиметрах, показанные на рис. 14-59.

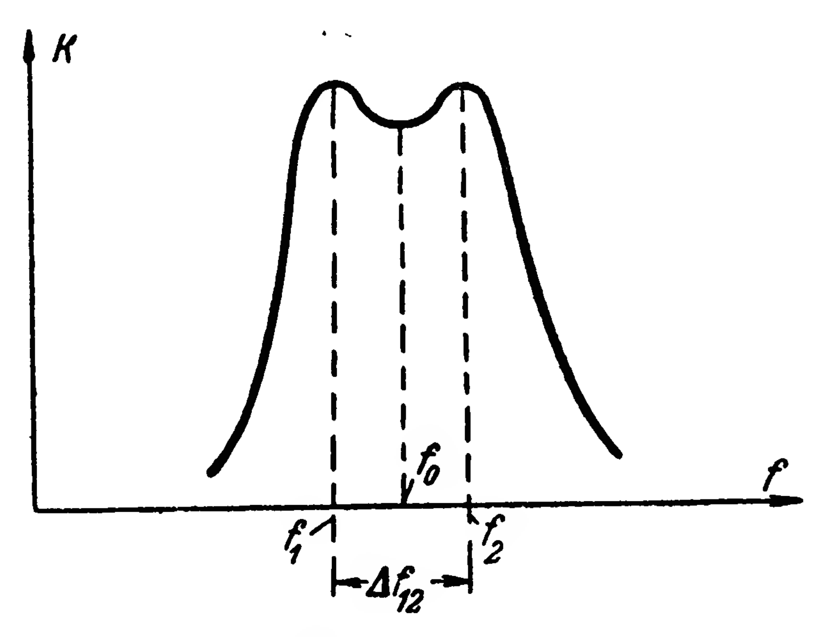


Рис. 14-61. Характеристика избирательности магнитомеханического фильтра с двумя связанными вибраторами.

Эквивалентные электрические параметры $L_э$ и $C_э$ (рис. 14-60) определяются по формулам, аналогичным (14-77), а индуктивность связи $L_{св}$ может быть приближенно найдена из соотношения

$$L_{св} \approx L_э \frac{f_0}{\Delta f_{12}}.$$

Приведение параметров цепи обмотки снятия к цепи обмотки возбуждения может быть выполнено по формулам, аналогичным формулам для фильтра с одним вибратором.

Дальнейшее улучшение формы кривой избирательности возможно путем построения фильтров с бо́льшим числом связанных вибраторов.

На рис. 14-62 изображена конструкция трех связанных вибраторов с двумя общими основаниями. Крепление вибраторов производится в точках *A* и *B*. В этом случае

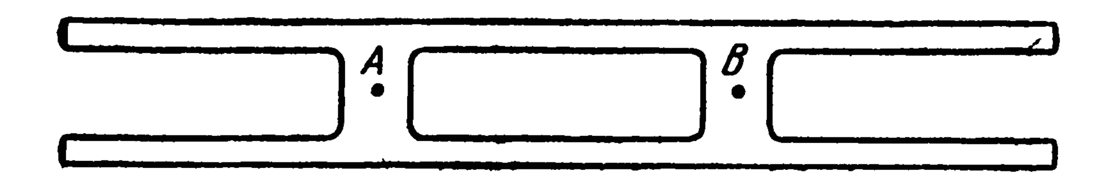


Рис. 14-62. Конструктивная схема трех связанных вибраторов.

система возбуждения связывается с одним крайним вибратором, а система снятия — с другим. Эквивалентная электрическая схема такого фильтра содержит три связанных контура.

Увеличение числа вибраторов усложняет конструкцию фильтра и вызывает ряд дополнительных затруднений: образование паразитных резонансных частот и др.

е) Общие сведения о магнитострикционных резонаторах

Магнитострикционные резонаторы применяются для построения фильтров, генераторов электрических колебаний, ультразвуковых излучателей колебаний упругой среды и ряда других технических устройств.

Магнитострикционные фильтры с одним и несколькими вибраторами строятся в диапазоне частот от 20 до нескольких сотен килогерц. Так же как и кварцевые и магнитомеханические, они могут иметь узкую полосу пропускания при достаточно хорошей стабильности.

Магнитострикционные резонаторы основаны на использования явлений магнитострикции, которые, так же как и пьезоэлектрические, характеризуются прямым и обратным эффектами [Л. 16].

Прямой магнитострикционный эффект заключается в том, что при намагничении ферромагнитного тела в последнем возникают механические напряжения, вызывающие деформацию этого тела.

Обратный магнитострикционный эффект заключается в том, что при деформации намагниченность ферромагнитного тела изменяется.

Хорошо выраженными магнитострикционными свойствами обладают сплавы никеля с железом (инвар, элинвар) и никеля с медью (монель).

Магнитострикционный резонатор представляет собой электромеханическую резонансную систему, основанную на использовании возбуждения механического вибратора с помощью магнитострикционного эффекта.

Схематически магнитострикционный резонатор представлен на рис. 14-63. Он включает в себя: вибратор *1*, магнитную систему, состоящую из постоянного магнита *2* и полюсных надставок *3*, а также обмотку возбуждения *4*.

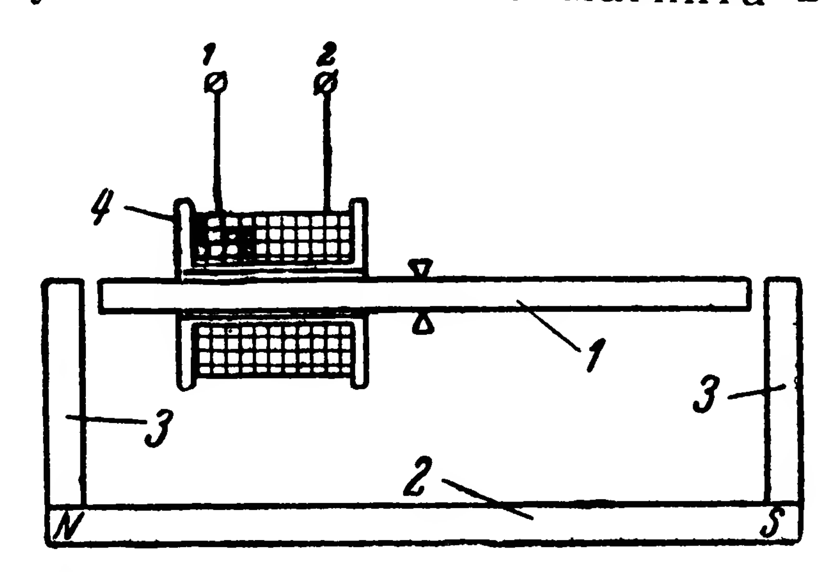


Рис. 14-63. Магнитострикционный резонатор.

Вибратор представляет собой стержень из ферромагнитного материала, обладающего хорошими магнитострикционными свойствами. Он имеет круглое сечение и укреплен в средней точке.

Постоянный магнит *2* образует поляризующий магнитный поток, проходящий через полюсные надставки, воздушные зазоры и вибратор.

При подведении переменного напряжения к обмотке возбуждения магнитострикционного резонатора в ней возникает переменный ток, который имеет две составляющие: индуктивную и магнитострикционную. Индуктивная составляющая тока обусловлена наличием индуктивности катушки возбуждения.

Магнитострикционная составляющая тока обусловлена следующими явлениями. Переменное магнитное поле, создаваемое током, протекающим через обмотку возбуждения, вследствие прямого магнитострикционного эффекта образует переменные механические усилия, под действием которых вибратор совершает продольные вынужденные колебания. Продольная деформация вибратора при этих колебаниях вследствие обратного магнитострикционного эффекта периодически изменяет поток, сцепляющийся с обмоткой возбуждения. Вследствие этого в последней индуктируется дополнительная э. д. с., которая вызывает протекание в обмотке возбуждения дополнительного тока.

Ввиду того, что магнитострикционный вибратор пред-

ставляет собой механическую систему с резонансными свойствами, амплитуда вынужденных продольных колебаний, а следовательно, и деформация зависят от частоты воздействующих на него сил, а значит, и от частоты возбуждающего напряжения. При совпадении частоты возбуждающего напряжения с резонансной частотой механических колебаний вибратора амплитуда его вынужденных колебаний и магнитострикционная составляющая тока имеют наибольшие значения.

Постоянный магнит необходим в системе потому, что при отсутствии его вследствие четности магнитострикционного эффекта (знак и величина деформации вибратора не зависят от направления результирующего магнитного поля) вибратор колебался бы с двойной частотой.

Кроме того, величина магнитострикционного эффекта зависит от поляризующего потока, и потому, изменяя последний, представляется возможным получить режим, при котором магнитострикционный эффект имеет наибольшее значение.

Резонансная частота магнитострикционного резонатора (рис. 14-63) определяется частотой собственных продольных колебаний вибратора без учета активных потерь. Эта частота равна

$$f_0 = \frac{15{,}9}{l}\sqrt{\frac{E}{\rho}},$$

где l — длина вибратора, *см*;
E — модуль упругости материала вибратора, *кГ/см*^{2};
ρ — удельный вес материала вибратора, *кГ/см*^{3}.

Изменение резонансной частоты определяется в основном влиянием окружающей температуры.

Для элинвара и инвара, которые чаще всего используются в магнитострикционных вибраторах, температурный коэффициент частоты может быть получен равным

$$\alpha_\omega = (1 \div 6)\cdot 10^{-6}\left[\frac{1}{^\circ\mathrm{C}}\right].$$

ж) Эквивалентная схема цепи обмотки возбуждения

Рассмотрение процесса возбуждения вибратора (рис. 14-63) под воздействием прямого магнитострикционного эффекта и реакции вибратора, определяемой обрат-

ным магнитострикционным эффектом, показывает, что эквивалентная схема цепи обмотки возбуждения может быть представлена в виде рис. 14-64.

При этом $R_к$ — активное сопротивление обмотки возбуждения;

L_0 — индуктивность обмотки, определяемая потоком, проходящим по вибратору и вызывающим прямой магнитострикционный эффект (поток возбуждения вибратора);

L_s — индуктивность обмотки возбуждения вибратора, определяемая потоками рассеяния;

$L_к = L_s + L_0$ — индуктивность обмотки при заторможенном вибраторе;

$R_в$, $L_в$ и $C_в$ — эквивалентные вносимые электрические параметры, обусловленные действием обратного магнитострикционного эффекта.

Очевидно, что при отсутствии магнитострикционного эффекта схема на рис. 14-64 переходит в обычную схему цепи с параметрами $R_к$, $L_к$, если принять $R_в = \infty$, или $L_в = \infty$, или $C_в = 0$.

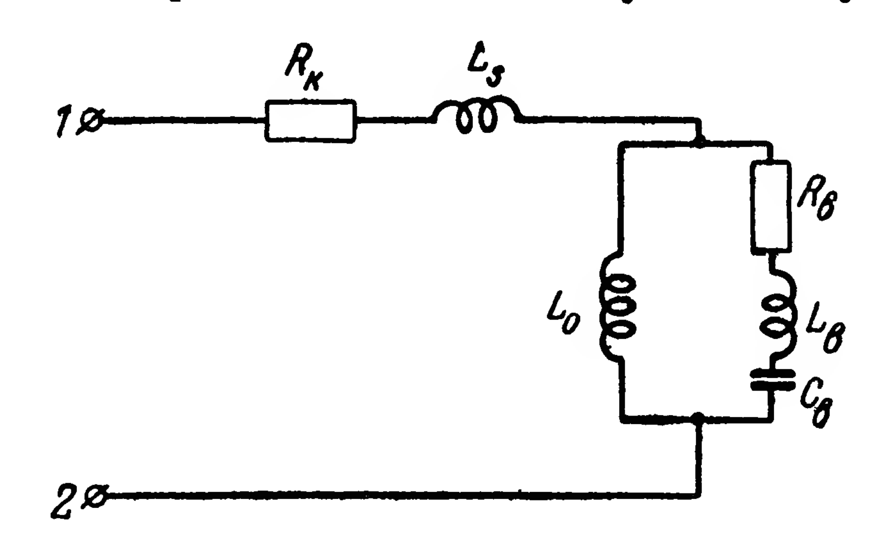


Рис. 14-64 Эквивалентная схема цепи обмотки возбуждения магнитострикционного резонатора.

Резонансный характер вносимого сопротивления определяется резонансными свойствами вибратора. Поскольку в последнем активные потери малы, а следовательно, мало и затухание собственных колебаний, то эквивалентное активное сопротивление также мало. Это обусловливает то обстоятельство, что эквивалентная цепь $R_в$, $L_в$, $C_в$, а следовательно, и эквивалентный контур, образуемый L_0, $R_в$, $L_в$, $C_в$, имеют весьма высокую добротность, которая обычно находится в пределах

$$Q_0 = 5\cdot 10^2 \div 5\cdot 10^4.$$

Если в первом приближении принять, что магнитный поток возбуждения вдоль вибратора равномерен, то эквива-

лентные параметры в схеме на рис. 14-64 могут быть определены по формулам

$$\left.\begin{aligned} L_{в} &= k_L \frac{d^2}{l} w^2; \\ C_{в} &= k_C \frac{l^3}{d^2 w^2}; \\ L_0 &= k_{L0} w^2, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}78)$$

где d — диаметр вибратора.

При этом коэффициенты k_L и k_C определяются свойствами материала вибратора, а k_{L0} — сопротивлением магнитной цепи.

з) Магнитострикционные фильтры с одним вибратором

Конструкция магнитострикционного фильтра с одним вибратором схематически показана на рис. 14-65. Как видно из рисунка, этот фильтр отличается от магнитострикционного резонатора тем, что он имеет еще обмотку *5*, которая называется обмоткой снятия.

Рис. 14-65. Магнитострикционный фильтр с одним вибратором.

При продольных колебаниях вибратора *1* вследствие обратного магнитострикционного эффекта изменяется поток, сцепленный с обмоткой снятия. В силу этого в последней наводится э. д. с. с частотой, равной частоте колебаний вибратора, а следовательно, и частоте напряжения, приложенного к обмотке возбуждения *4*. Амплитуда э. д. с., наводимая в обмотке снятия, зависит от амплитуды продольной деформации вибратора, которая в свою очередь в зависимости от частоты приложенного напряжения имеет резко выраженный резонансный характер. Таким образом, при постоянной амплитуде напряжения U_1 на обмотке возбуждения, с изменением частоты этого напряжения, амплитуда напряжения U_2 на обмотке снятия будет изменяться по резонансному закону.

Более подробное рассмотрение процессов, происходящих в таком фильтре, показывает, что эквивалентная электрическая схема его может быть представлена в виде рис. 14-66.

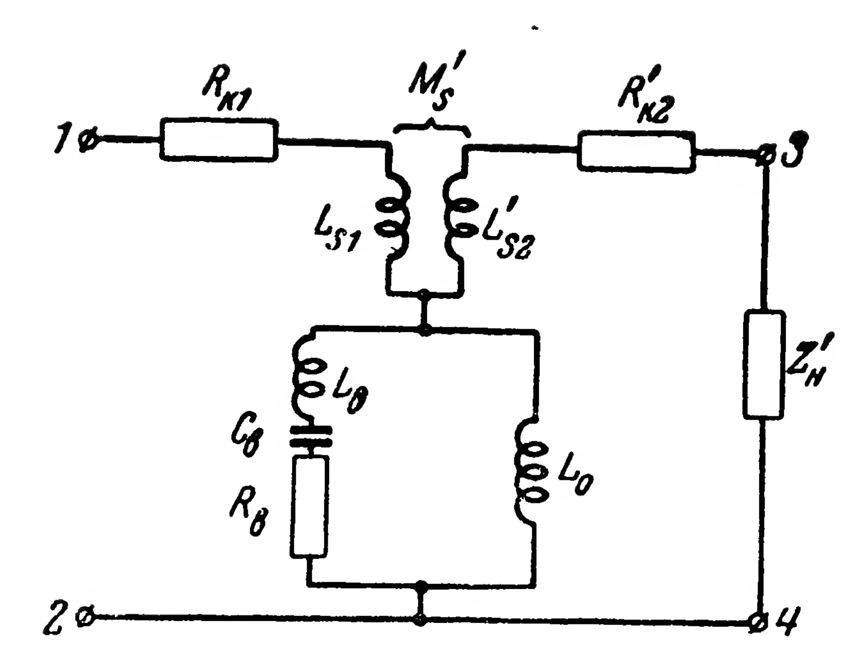


Рис. 14-66. Эквивалентная электрическая схема магнитострикционного фильтра с одним вибратором.

При этом параметры $R_{к1}$, L_{s1}, L_0, $L_в$, $C_в$ и $R_в$ определяются для цепи обмотки возбуждения так же, как и соответствующие им параметры в схеме на рис. 14-64;

$R_{к2}'$ и L_{s2}' — приведенные значения активного сопротивления и индуктивности рассеяния обмотки снятия;

$Z_н'$ — приведенное значение сопротивления нагрузки;

M_s' — приведенное значение взаимной индуктивности обмоток возбуждения и снятия при заторможенном вибраторе.

Приведенные параметры могут быть определены по формулам

$$R_{к2}' = \frac{R_{к2}}{n^2};$$

$$L_{s2}' = \frac{L_{s2}}{n^2};$$

$$M_s' = \frac{M_s}{n},$$

где $n = \frac{w_2}{w_1}$ — коэффициент трансформации;

w_1 и w_2 — числа витков обмоток возбуждения и снятия.

В магнитострикционных фильтрах, так же как и в магнитомеханических, величину M_s' стремятся иметь по возможности малой.

Это достигается увеличением расстояния между обмотками, постановкой магнитного экрана, образованием раздельных магнитных цепей для систем возбуждения и снятия (см. п. «и») и другими мерами.

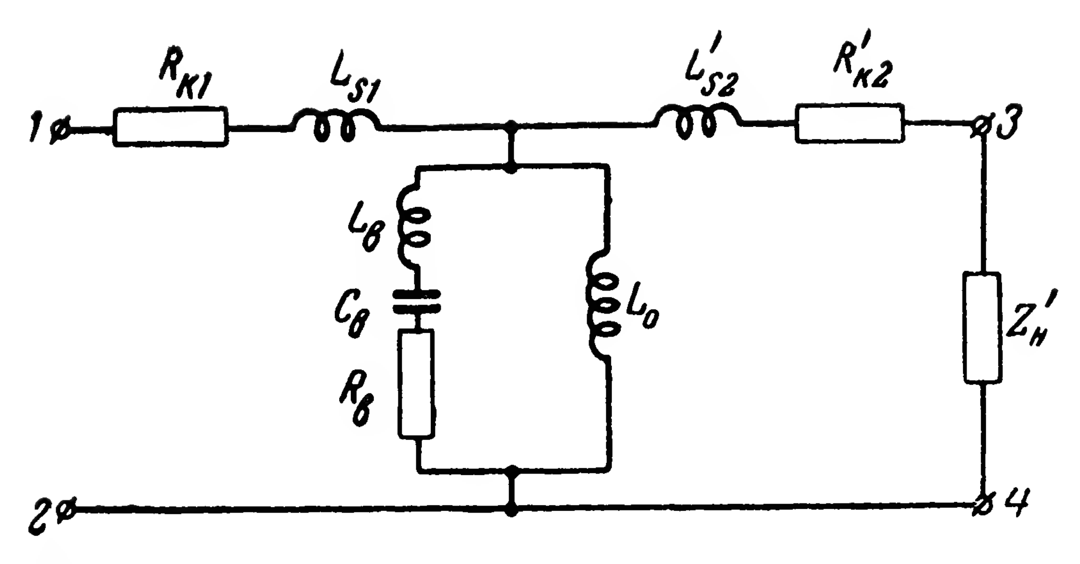


Рис. 14-67. Эквивалентная схема магнитострикционного фильтра с одним вибратором при весьма малой взаимной индуктивности между обмотками возбуждения и снятия.

Если пренебречь влиянием взаимной индуктивности M'_s, то эквивалентная схема на рис. 14-66 преобразуется в схему на рис. 14-67. Последняя отличается от схемы магнитомеханического фильтра (рис. 14-55) лишь неполным включением контура.

и) Магнитострикционные фильтры с несколькими вибраторами

Используя преобразование электрических колебаний в механические и обратное преобразование этих колебаний с помощью магнитострикционного эффекта, можно

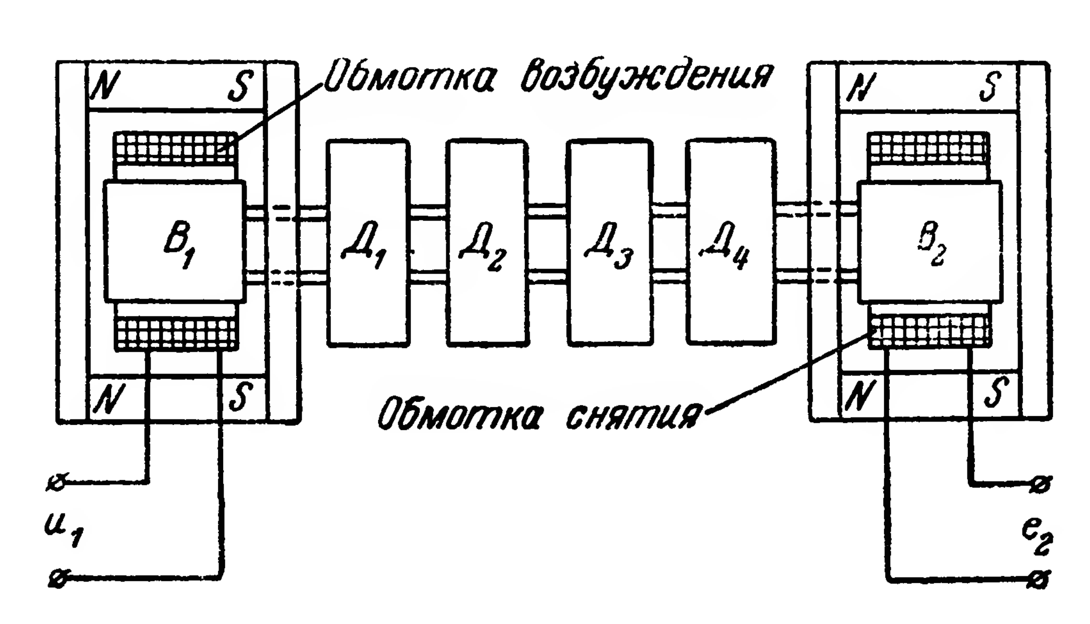


Рис. 14-68. Магнитострикционный фильтр с несколькими связанными вибраторами.

построить фильтры с несколькими связанными вибраторами, позволяющие получить весьма благоприятную (близкую к прямоугольной) форму кривой избирательности.

На рис. 14-68 схематически изображена конструкция магнитострикционного фильтра с несколькими связанными вибраторами.

Система возбуждения вследствие прямого магнитострикционного эффекта вызывает продольные колебания вибратора B_1. Последний с помощью металлических проволок, играющих роль пружин, связан с механической системой, состоящей из нескольких вибраторов-дисков $Д_1$—$Д_4$, которые также связаны проволоками.

Продольные колебания дисков передаются вибратору B_2 системы снятия. Вследствие обратного магнитострикционного эффекта при колебании вибратора B_2 в обмотке снятия наводится э. д. с. e_2.

Такие фильтры, применяемые в настоящее время в области промежуточных частот 100—500 *кгц*, имеют очень хорошие показатели как в части формы кривой избирательности и стабильности, так и в части малых габаритов и весов и удобства конструкции.

14-6. Прохождение импульсов сигнала через фильтры и искусственные электрические линии

а) Общие сведения

Из теории преобразования функций по Фурье известно [Л. 27, 30 и 57], что любой сигнал конечной длительности обладает непрерывным и бесконечным спектром частот. Поскольку фильтр передает колебания разных частот с различным затуханием (усилением) и фазовым сдвигом, то прохождение любого сигнала через фильтр неизбежно сопровождается:

1) искажением формы его импульсов;
2) задержкой импульсов во времени.

В данной книге мы рассмотрим лишь некоторые основные соотношения, характеризующие прохождение импульсов через фильтры.

Для анализа прохождения сигнала через фильтр наибольший интерес представляет рассмотрение искажения и задержки прямоугольных однополярных импульсов и импульсов синусоидальных колебаний с огибающей амплитуд прямоугольной формы, часто используемых в сигналах сообщений систем телеуправления и телеконтроля. Кроме того, зная искажения и задержку прямоугольных импульсов, можно найти искажения и задержку импульсов любой другой формы.

Анализ прохождения импульсов сигнала через фильтр является частным случаем задачи расчета переходных процессов в линейных электрических цепях. Он производится обычно с помощью операторного метода или интеграла Фурье или методом медленно изменяющихся (переходных) амплитуд, разработанным С. И. Евтяновым [Л. 30].

б) Прохождение импульсов через фильтр нижних частот

Характерное искажение формы прямоугольного однополярного импульса при прохождении его через фильтр нижних частот показано на рис. 14-69, где u_1 и u_2 — на-

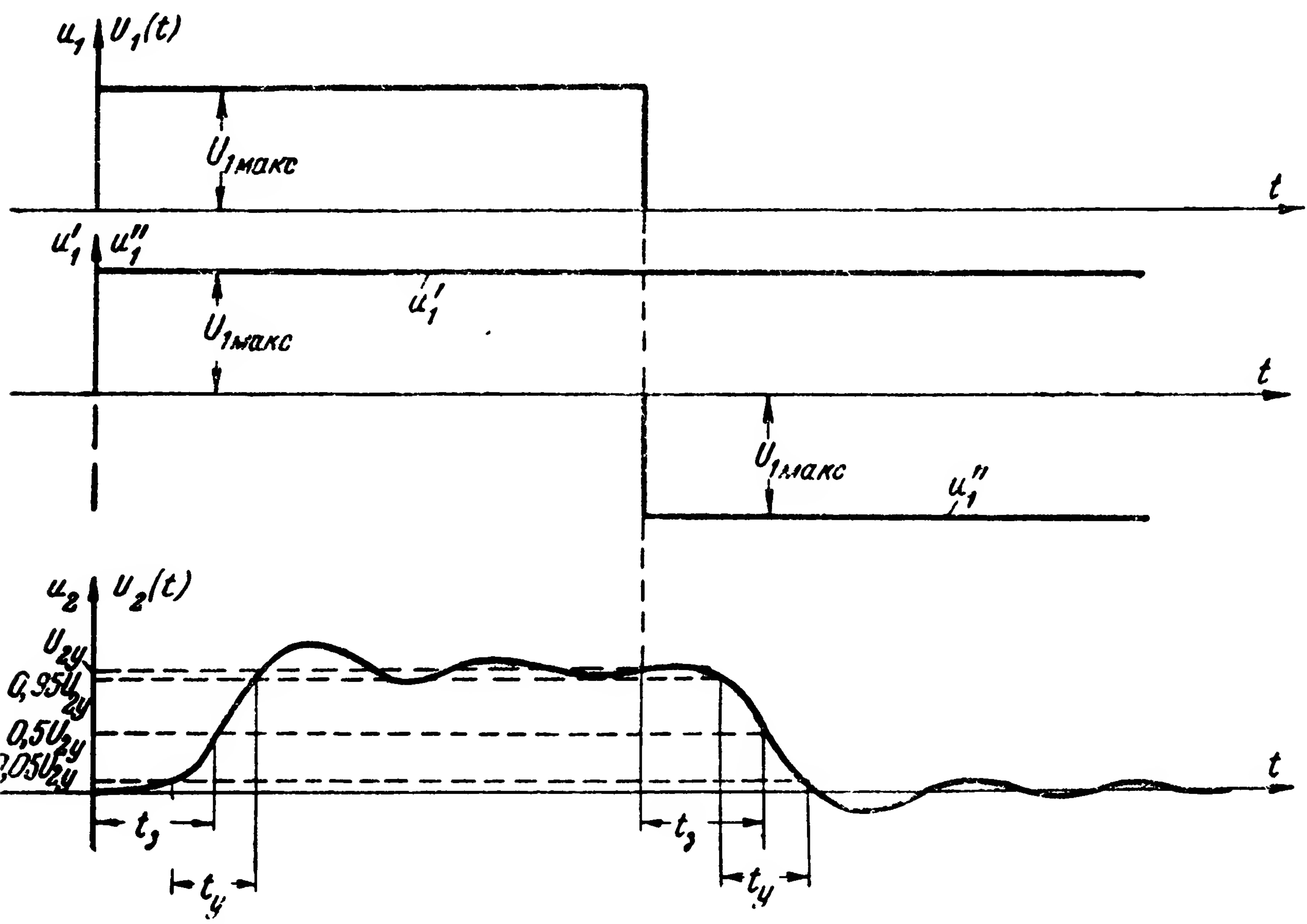


Рис. 14-69. Примерные графики изменений во времени напряжений на входе u_1 и выходе u_2 фильтра нижних частот или огибающих амплитуд напряжения на входе $U_1(t)$ и выходе $U_2(t)$ полосового фильтра.

пряжения на входе и выходе фильтра; $U_{2у}$—установившееся значение напряжения на выходе фильтра, когда длительность входного импульса велика (теоретически бесконечно большая).

Прямоугольный импульс u_1 может быть представлен как сумма напряжений включения u_1' и u_1'' противоположных знаков и сдвинутых во времени: $u_1 = u_1' + u_1''$.

Как видно из рисунка, искажение формы импульса проявляется в том, что уменьшается крутизна переднего и заднего фронтов его, а в плоской части импульса появляются колебания.

Искажение фронтов импульсов характеризуется временем установления или длительностью фронта. Время установления $t_у$, определяемое по переднему фронту импульса, может быть найдено как промежуток времени, в течение которого напряжение (или ток) на выходе фильтра возрастает от некоторого достаточно малого значения (обычно берут $0{,}05U_{2у}$, $0{,}1U_{2у}$) до значения, близкого к установившемуся (обычно берут $0{,}95U_{2у}$, $0{,}9U_{2у}$).

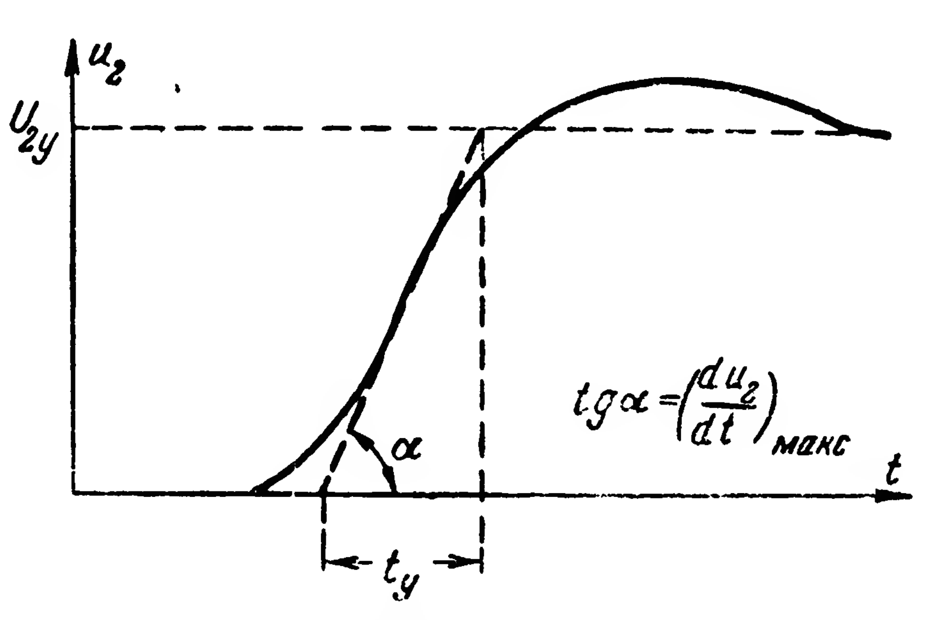


Рис. 14-70. Графическое построение, поясняющее определение времени установления по максимальной крутизне фронта импульса.

В ряде случаев для облегчения расчета время установления или длительность фронта импульса определяется по формуле

$$t_у = \frac{U_{2у}}{\left(\frac{du_2}{dt}\right)_{макс}} \qquad (14\text{-}78)$$

или

$$t_у = \frac{U_{2у}}{\left(\frac{du_2}{dt}\right)_{ср}}, \qquad (14\text{-}79)$$

где $\left(\frac{du_2}{dt}\right)_{макс}$ — максимальная крутизна переднего фронта выходного импульса;

$\left(\frac{du_2}{dt}\right)_{ср}$ — средняя крутизна переднего фронта, которая приближенно берется равной $0{,}75\left(\frac{du_2}{dt}\right)_{макс}$.

Геометрический смысл определения $t_у$ по (14-78) поясняется рис. 14-70.

Время задержки импульса $t_з$ (рис. 14-69), отсчитываемое по переднему фронту, может быть определено как

промежуток времени от момента начала действия импульса на входе до момента, когда напряжение на выходе возрастает до некоторого определенного значения. В качестве последнего обычно берут половинный уровень $u_2 = 0{,}5U_{2у}$ или малый уровень $u_2 = (0{,}05 - 0{,}1)\, U_{2у}$.

Аналогично можно определять $t_у$ и $t_з$ по заднему фронту импульса. Ввиду линейности системы времена установления и задержки, определяемые по переднему и заднему фронтам импульса, одинаковы. Поэтому для расчета их достаточно найти изменение напряжения (или тока) на выходе фильтра при подаче на его вход напряжения включения (напряжение u_1' на рис. 14-69), т. е. определить переходную функцию фильтра.

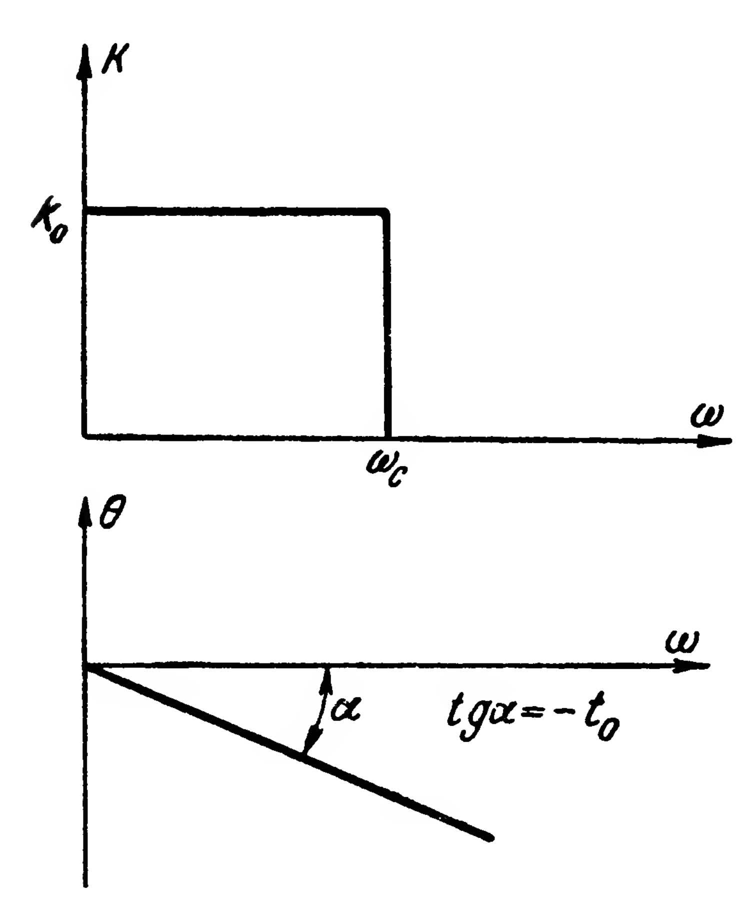


Рис. 14-71. Идеальные характеристика избирательности и фазовая характеристика фильтра нижних частот.

Определим времена установления и задержки фильтра нижних частот с идеальными характеристиками избирательности и фазы, показанными на рис. 14-71.

У рассматриваемого фильтра в полосе пропускания $\omega = 0 \div \omega_c$ модуль коэффициента передачи постоянен и равен $K = K_0$, а фаза коэффициента передачи изменяется по линейному закону

$$\theta = -t_0\omega,$$

где t_0 — некоторая постоянная величина, определяющая угол наклона фазовой характеристики и имеющая размерность времени.

Напряжение включения с помощью преобразования Фурье может быть представлено в виде

$$u_1' = U_{1\,макс}\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\int\limits_0^\infty \frac{\sin\omega t}{\omega}\, d\omega\right].$$

Учитывая, что в полосе пропускания амплитуда каждой спектральной составляющей с частотой ω будет изменена

в K_0 раз, а фаза ее сдвинута на угол $-t_0\omega$, получим выражение для напряжения на выходе фильтра:

$$u_2 = K_0 U_{1\,\text{макс}} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_c} \frac{\sin(\omega t - \omega t_0)}{\omega} d\omega \right].$$

Преобразовав это равенство, получим:

$$u_2 = U_{2у} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \ \text{Si}\, \omega_c (t - t_0) \right], \qquad (14\text{-}80)$$

где $U_{2у} = K_0 U_{1\,\text{макс}}$;

$\omega_c (t - t_0)$ — интегральный синус, величина которого для данного значения аргумента может быть найдена по таблице.

На рис. 14-72 изображен график изменения напряжения на выходе идеального фильтра в зависимости от величины

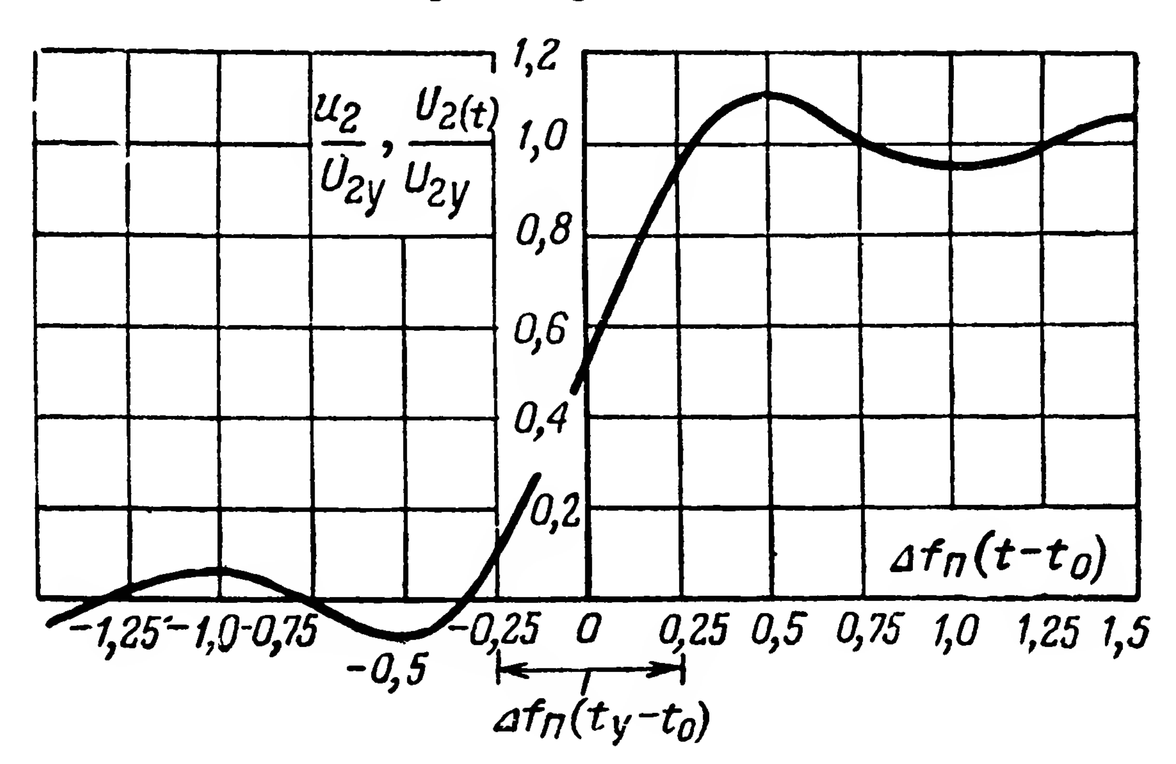


Рис. 14-72. Графики изменений во времени напряжения u_2 на выходе фильтра нижних частот или огибающих амплитуд напряжения на входе $U_1(t)$ и выходе $U_2(t)$ полосового фильтра с идеальными характеристиками избирательности и фазы.

$\Delta f_п (t - t_0)$, где $\Delta f_п = f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ — ширина полосы пропускания, равная частоте среза.

Из этого графика или формулы (14-80) можно определить значения $t_у$ и $t_з$.

Время установления $t_у$, исходя из условия возрастания напряжения u_2 от $0{,}05 U_{2у}$ до $0{,}95 U_{2у}$, получается равным

$$t_у = \frac{0{,}5}{\Delta f_п}, \qquad (14\text{-}81)$$

а время задержки, определяемое от момента начала действия импульса на входе до момента, когда напряжение на выходе достигает значения $0{,}5U_{2у}$, равно

$$t_з = t_0 = -\frac{d\theta}{d\omega}. \qquad (14\text{-}82)$$

Следовательно, время установления определяется шириной полосы пропускания, а время задержки — углом наклона фазовой характеристики.

Согласно (14-80) и рис. 14-72 при $t<0$ напряжение $u_2 \neq 0$, т. е. напряжение на выходе появляется раньше, чем начинает действовать напряжение на входе; так как это невозможно, то, следовательно, фильтр с характеристиками, показанными на рис. 14-71, физически осуществлен быть не может. Тем не менее полученные выводы и соотношения (14-80) и (14-81) дают приблизительно правильные результаты для многих реальных фильтров.

В реальных фильтрах фазовая характеристика в полосе пропускания отклоняется от линейной, поэтому при определении времени задержки по (14-82) производная $\frac{d\theta}{d\omega}$ вычисляется для частоты, при которой спектральная плотность входных импульсов имеет наибольшее значение. Для однополярных прямоугольных импульсов такой частотой является $\omega=0$, и потому для фильтра нижних частот принимают

$$t_з = -\frac{d\theta}{d\omega} \text{ при } \omega=0.$$

Так, в частности, для звена фильтра нижних частот типа К в полосе пропускания согласно (14-37) и (14-44) получаем:

$$a_c = 2 \arcsin \frac{\omega}{\omega_c}.$$

При работе фильтра на согласованную нагрузку $\theta = -a_c$ и, следовательно,

$$\frac{d\theta}{d\omega} = -\frac{2}{\omega_c \sqrt{1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}},$$

откуда имеем:

$$t_з = \frac{2}{\omega_c} = \frac{1}{\pi f_c}.$$

Подставляя в эту формулу значение f_c из (14-43), находим, что для одного звена типа К время задержки равно

$$t_з = \sqrt{LC}. \qquad (14\text{-}83)$$

в) Прохождение импульсов через полосовые фильтры

Если на вход полосового фильтра подать импульс синусоидальных колебаний с прямоугольной формой огибающей амплитуд, то огибающая импульса на выходе будет искажена. Характер искажения огибающей на выходе полосового фильтра такой же, как и искажений формы однополярных импульсов на выходе фильтра нижних частот. Таким образом, графики, приведенные на рис. 14-69, могут характеризовать искажения импульса синусоидальных колебаний при прохождении его через полосовой фильтр, если в этих графиках под u_1 понимать огибающую амплитуд напряжения на входе $U_1(t)$, а под u_2 — на выходе $U_2(t)$.

Данные выше определения времени установления $t_у$ и времени задержки $t_з$ остаются в силе и для рассматриваемого случая, но относятся уже к огибающей амплитуд напряжения (или тока) на выходе фильтра.

Можно доказать [Л. 27 и 30], что если длительность импульса синусоидальных колебаний велика сравнительно с периодом этих колебаний, то ширина спектра такого импульса вдвое больше ширины спектра огибающей, а закон изменения огибающей на выходе полосового фильтра с шириной полосы пропускания $2\,\Delta f_п$ такой же, как и закон изменения напряжения на выходе фильтра нижних частот с шириной полосы пропускания $\Delta f_п$, при воздействии на вход последнего напряжения, воспроизводящего изменение во времени огибающей амплитуд напряжения на входе полосового фильтра.

Таким образом, график на рис. 14-72 дает нам одновременно закон изменения огибающей амплитуд $U_2(t)$ на выходе полосового фильтра с шириной полосы пропускания, равной $2\Delta f_п$, а для вычисления $t_у$ и $t_з$ в рассматрива-

емом случае могут быть использованы формулы (14-81) и (14-82).

На рис. 14-73 приведены графики изменения во времени огибающей амплитуды напряжения на выходе полосовых фильтров, состоящих из одного и пяти звеньев типа К,

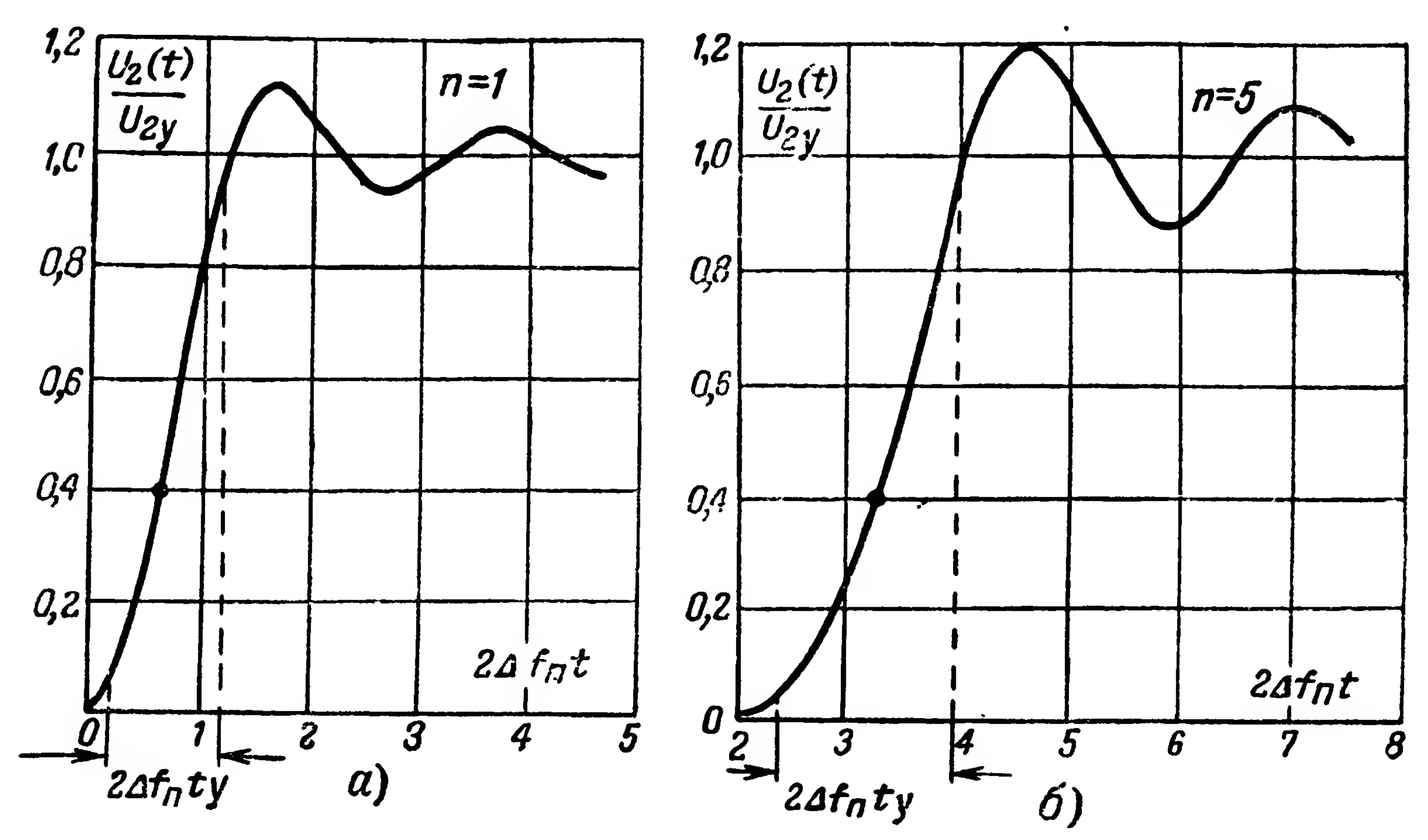


Рис. 14-73. Графики изменения во времени огибающей амплитуд на выходе полосового фильтра типа К.

а—с одним звеном; *б*—с пятью звеньями.

не имеющих активных потерь и работающих на согласованную нагрузку. Данные графики рассчитаны С. И. Евтяновым [Л. 30] для случая, когда относительная ширина полосы пропускания мала, т. е. $\frac{2\Delta f_п}{f_0} \ll 1$, а огибающая амплитуд на входе изменяется также, как напряжение u' на рис. 14-69 (функция включения).

Из графика на рис. 14-73 получаем, что при одном звене фильтра типа К ($n=1$)

$$2\Delta f_п t_у = 0{,}95$$

и, следовательно,

$$t_у = \frac{0{,}95}{2\Delta f_п},$$

а при $n=5$

$$2\Delta f_п t_у = 1{,}6.$$

Аналогичные зависимости получаются и для фильтроз других типов.

В общем случае полоса пропускания и время переходного процесса связаны соотношением

$$2\Delta f_{п} t_{у} = \mu, \qquad (14\text{-}84)$$

где μ — коэффициент, зависящий от типа фильтра и уровня отсчета полосы пропускания.

Формула (14-84) справедлива, если частота входного напряжения лежит в полосе пропускания фильтра. Расчеты показывают, что изменение частоты входного напряжения в пределах полосы пропускания несущественно сказывается на времени установления, т. е. при практических расчетах можно считать, что коэффициент μ не зависит от частоты входного напряжения.

Для n звеньев типа К, не имеющих активных потерь и работающих на согласованную нагрузку,

$$\mu = 0{,}95 + 0{,}163(n - 1).$$

У фильтра с идеальной частотной характеристикой согласно (14-81)

$$\mu = 1.$$

Для фильтров, у которых кривая избирательности имеет такую же форму, как и у фильтров с одним резонансным контуром,

$$\mu = 0{,}9$$

при отсчете полосы пропускания на уровне 0,7.

Для фильтра из двух связанных контуров

при $\beta = 0$ $\mu = 0{,}88$;

при $\beta = 1$ $\mu = 0{,}85$;

при $\beta = 2{,}41$ $\mu = 0{,}68$,

где β — коэффициент связи между контурами.

При $\beta \leqslant 1$ полоса пропускания отсчитывается на уровне 0,7, а при $\beta > 1$ — на уровне 1.

Формула (14-84) позволяет при известной ширине полосы пропускания фильтра определить время установления (длительность фронта) или при заданном времени установления — требование к ширине полосы пропускания фильтра.

Допустимая величина искажений формы импульсов, а следовательно, и значение $t_у$ определяются типом элементов, подключаемых к выходу фильтра, и характером последующих преобразований сигнала.

Так, например, если к выходу фильтра подключается реле, которое должно срабатывать во время действия импульса и отпускать в паузу между импульсами, то должны выполняться условия

$$\left.\begin{aligned} t_р &\geqslant t_у + t_{ср}; \\ t_п &\geqslant t_у + t_{от}, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}85)$$

где $t_р$ и $t_п$ — значения длительностей импульсов и пауз;
$t_{ср}$ и $t_{от}$ — значения времени срабатывания и отпускания реле.

Если последующие элементы производят контроль длительности импульсов или пауз сигнала, то времена установления должны быть достаточно малыми: $t_у \ll t_р$ и $t_у \ll t_п$.

Еще меньшее значение должно иметь время установления, если последующие элементы с большой степенью точности контролируют временнóе положение импульсов.

Из (14-84) следует, что малое время установления $t_у$ можно получить лишь путем увеличения полосы пропускания фильтра и, следовательно, за счет ухудшения точности контроля частоты колебаний.

г) Прохождение импульсов через искусственные электрические линии

Полученные в п. „в" соотношения, определяющие значения времени установления $t_у$ и задержки $t_з$, дают основание для расчета искусственной электрической линии (см. § 6-7).

Если искусственную электрическую линию составить из n звеньев типа К, то согласно (14-83) задержка импульса при прохождении им такой линии будет равна

$$t_{з\,л} = n\sqrt{LC}. \qquad (14\text{-}86)$$

Время установления в такой линии найдем из (14-81) и (14-43):

$$t_у = \frac{0,5}{f_c} = 0,5\pi\sqrt{LC},$$

или

$$t_у = 1,6\sqrt{LC}.$$

Постоянная R, определяющая значения характеристических сопротивлений, согласно (14-42) равна $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Положим, что $t_у = qt_р$ [обычно в зависимости от допустимой степени искажения импульсов принимают $q = (0,1 \div 0,4)t_р$.

Из двух последних формул и (14-86) найдем:

$$L = \frac{q}{1,6}t_р R; \quad C = \frac{q}{1,6}\cdot\frac{t_р}{R}; \quad n = \frac{1,6}{q}\cdot\frac{t_{з.л}}{t_р}.$$

Данные формулы позволяют определить параметры искусственной электрической линии при заданных значениях времени задержки линии $t_{з.л}$, длительности импульсов $t_р$ и выбранной постоянной R. Последняя должна быть согласована с сопротивлениями, подключаемыми к концам линии. Способ такого согласования пояснен в § 14-2,в.

Искусственная электрическая линия, составленная из звеньев типа К, имеет тот недостаток, что плохое согласование постоянного сопротивления нагрузки или источника сигнала, которые подключаются к концам линии, с ее характеристическим сопротивлением обусловливает появление дополнительных искажений формы импульсов. Вследствие этого частоту среза f_c приходится выбирать в 1,5 — 2 раза больше ширины полосы пропускания, определяемой по (14-81). Увеличение частоты среза $f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$ согласно (14-83) обусловливает уменьшение времени задержки одного звена и, следовательно, при заданном времени задержки линии $t_{з.л}$ потребует увеличения числа звеньев. Последнее нежелательно, так как оно влечет за собой увеличение числа элементов, веса, габаритов линии и затухания, обусловленного активными потерями.

Указанный недостаток может быть устранен путем использования звеньев типа m (см. § 14-2,ж), у которых характеристическое сопротивление в полосе пропускания значительно лучше согласуется с постоянным сопротивлением нагрузки или источника сигнала.

Рассмотрение фазовых характеристик звеньев типа m показывает, что время задержки одного такого звена равно

$$t_з = \frac{m}{\pi f_с}. \qquad (14\text{-}87)$$

Из этого соотношения следует, что для получения большего значения времени задержки целесообразно использовать схемы с $m>1$. Такие схемы могут быть реализованы и имеют вид, показанный на рис. 14-74,*а*. В после-

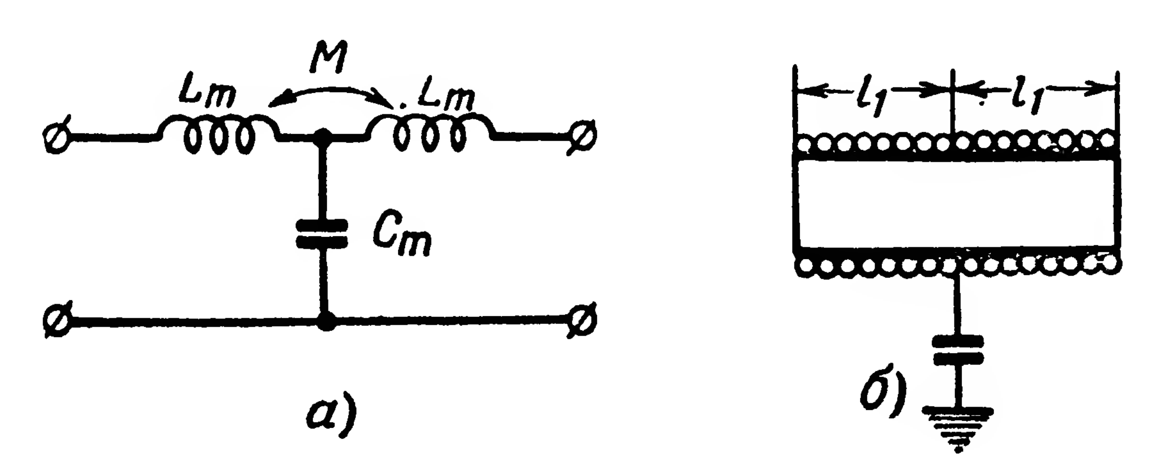


Рис. 14-74. Звено типа m при $m>1$.
а—электрическая схема; *б*—конструктивная схема.

довательных плечах этой схемы включены катушки с индуктивностями L_m и должным образом выбранной взаимной индуктивностью M. Конструктивно последовательные плечи обычно составляют равные части одной катушки, как это показано на рис. 14-74,*б*.

Более подробный анализ [Л. 57] показывает, что для получения одинакового времени задержки колебаний различных частот в возможно большей части полосы пропускания следует выбирать $m=1,23$.

Соотношения (14-81) и (14-87) позволяют по заданному требованию к длительности фронта импульса $t_у$ и времени задержки линии $t_{з.л}$ определить полосу пропускания $\Delta f_п = f_с$, время задержки одного звена $t_з$ и число звеньев $n = \frac{t_{з.л}}{\varepsilon t}$.

Параметры элементов схемы могут быть рассчитаны по выбранным и найденным значениям коэффициента m, постоянной прототипа R и частоты среза f_c.

Искусственные электрические линии со звеньями типа m получили в настоящее время преимущественное применение на практике.

Глава пятнадцатая

ДЕШИФРАТОРЫ И ШИФРАТОРЫ ЧАСТОТЫ ПОСЫЛОК И ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

15-1. Принципы построения дешифраторов частоты и основные соотношения

а) Общие сведения

Частотные дешифраторы выполняют задачи контроля частоты синусоидальных колебаний каждой посылки сиг-

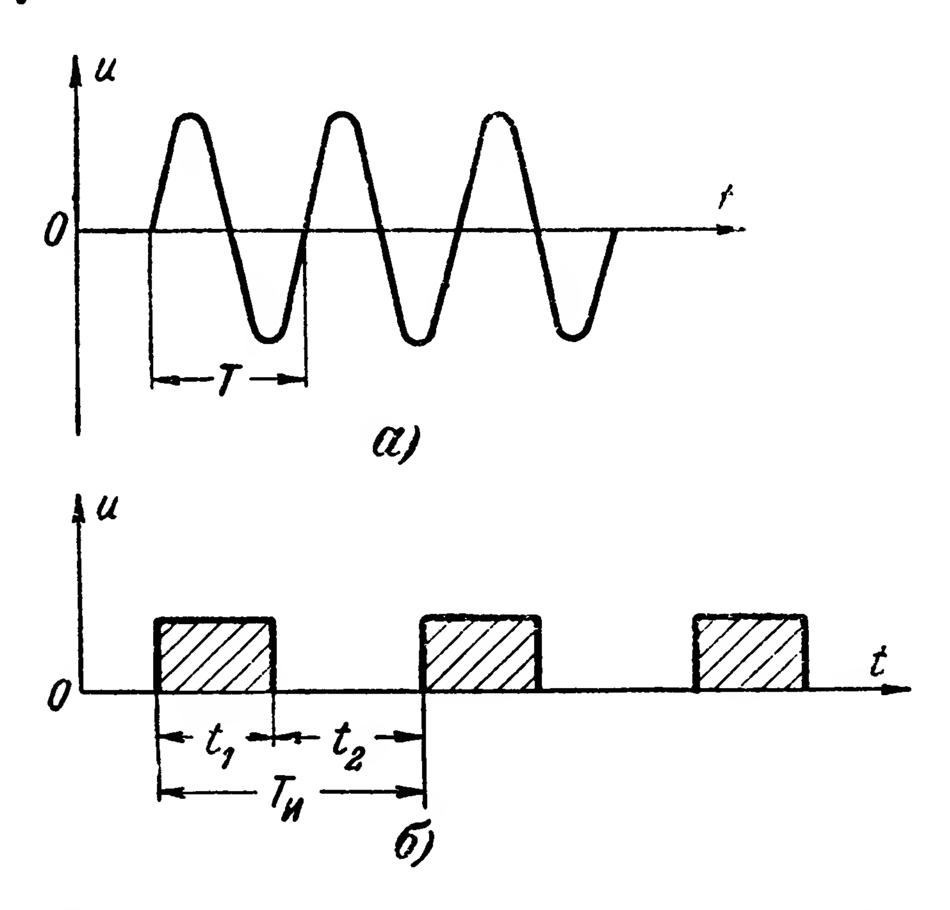


Рис. 15-1. Посылки сигнала, контролируемые частотным дешифратором.

нала $f = \frac{1}{T}$ (рис. 15-1,*а*), где T — период колебаний, или частоты следования посылок в сигнале (рис. 15-1,*б*).

Частота следования посылок с двумя различными признаками может быть определена по формуле

$$F = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{T_и}, \tag{15-1}$$

где t_1 — длительность посылки с одним признаком;
t_2 — длительность посылки с другим признаком;
$T_и$ — период следования посылок.

Частота следования выражается, как и частота колебаний, в герцах, килогерцах или мегагерцах.

В ряде случаев скорость передачи посылок в сигнале сообщения характеризуется соотношением

$$v = \frac{1}{t_i}, \tag{15-2}$$

где t_i — длительность посылки.

Скорость передачи посылок, определяемая по (15-2), выражается в бодах.

Если $t_1 = t_2$, то из (15-1) и (15-2) следует:

$$v = 2F,$$

т. е. если длительности посылок в сигнале сообщения равны, то скорость передачи каждой из них, выраженная в бодах, вдвое больше частоты следования, определяемой по соотношению (15-1).

Если длительности посылок в сигнале сообщения не равны, то часто определяется максимальная скорость передачи посылок

$$v_{макс} = \frac{1}{t_{мин}},$$

где $t_{мин}$ — минимальная длительность посылки.

Аналогично определяются средняя и минимальная скорости передачи посылок.

Для дешифрирования частоты следования посылок с двумя различными признаками обычно посылки одного признака преобразуются в однополярный импульс, а другого — в паузу или однополярный импульс обратного знака. Таким образом, преобразованный сигнал сообщения представляет собой периодическую последовательность однополярных или двухполярных импульсов.

Частота синусоидальных колебаний и частота следования однополярных или двухполярных импульсов может контролироваться одними и теми же устройствами. Периодическая последовательность однополярных импульсов может рассматриваться как сумма синусоидальных колебаний частоты следования и частот, кратных ей (см. § 12-1); следовательно, дешифратор, контролирующий частоту синусоидальных колебаний, может также контролировать частоту следования соответствующих однополярных импульсов.

Синусоидальные колебания в свою очередь могут быть преобразованы (см. § 12-1) в периодическую последовательность импульсов. Следовательно, частота этих колебаний может быть проконтролирована дешифратором, работающим от однополярных импульсов.

Аналогично одни и те же устройства могут быть применены в качестве шифраторов частоты синусоидальных колебаний и частоты следования импульсов.

б) Схемы частотных дешифраторов

Задачи частотных дешифраторов фильтрового типа могут выполнять различного рода фильтры (см. гл. 14). Для получения необходимого воздействия на исполнительные цепи к выходу этих фильтров могут подключаться те или иные преобразователи переменного напряжения (выпрямители и др.).

Частотные дешифраторы релейного типа могут быть получены путем подключения к выходу фильтров релейных исполнительных элементов — реле или одновибраторов.

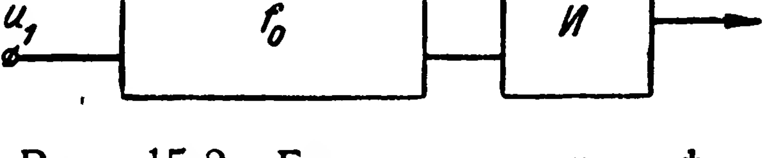


Рис. 15-2. Блок-схема дешифратора одного рабочего значения частоты.

Для получения двустороннего контроля частоты посылок в частотных дешифраторах обычно используются полосовые фильтры.

На рис. 15-2 изображена блок-схема дешифратора одного, а на рис. 15-3 и 15-4 — нескольких рабочих значений частоты. В схеме на рис. 15-2 f_0 — полосовой фильтр, а *И* — исполнительный элемент.

Параллельное (рис. 15-3) или последовательное (рис. 15-4) соединение фильтров в схеме дешифратора нескольких рабочих значений частоты выбирается из условия лучшего согласования входных сопротивлений фильт-

ров с выходным сопротивлением источника контролируемого напряжения u_1, а также из условия минимального взаимного влияния фильтров, т. е. минимального взаимно-

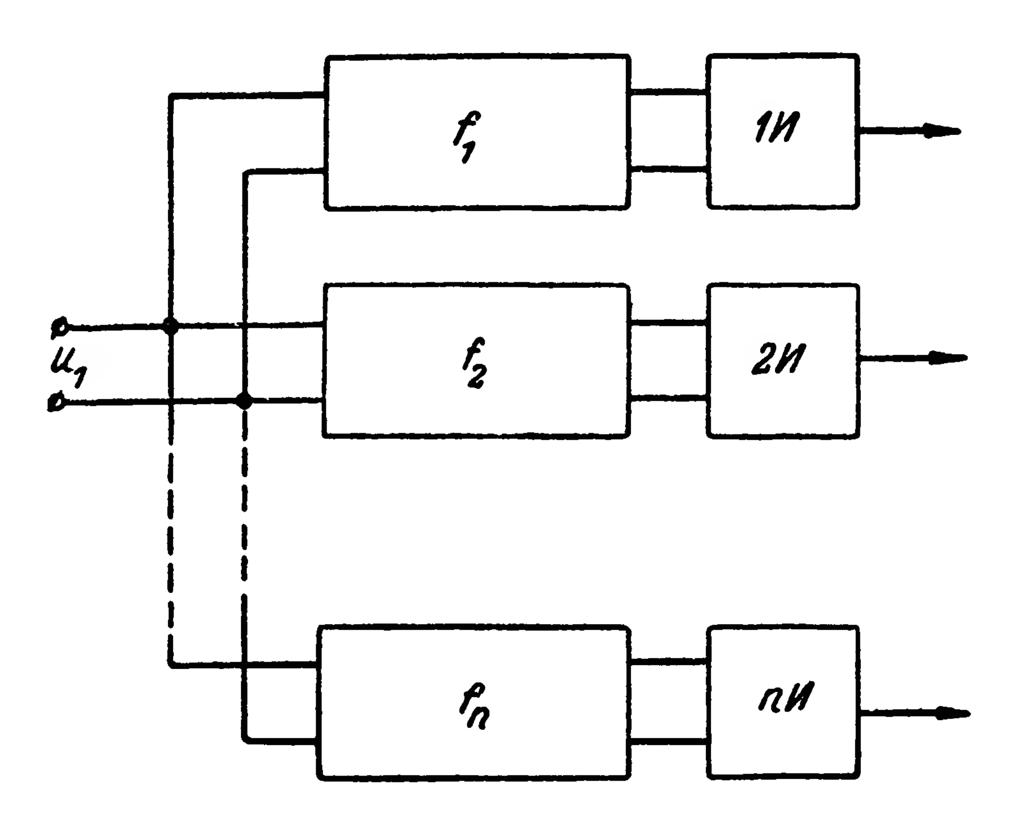


Рис. 15-3. Блок-схема дешифратора нескольких рабочих значений частоты с параллельным подключением фильтров.

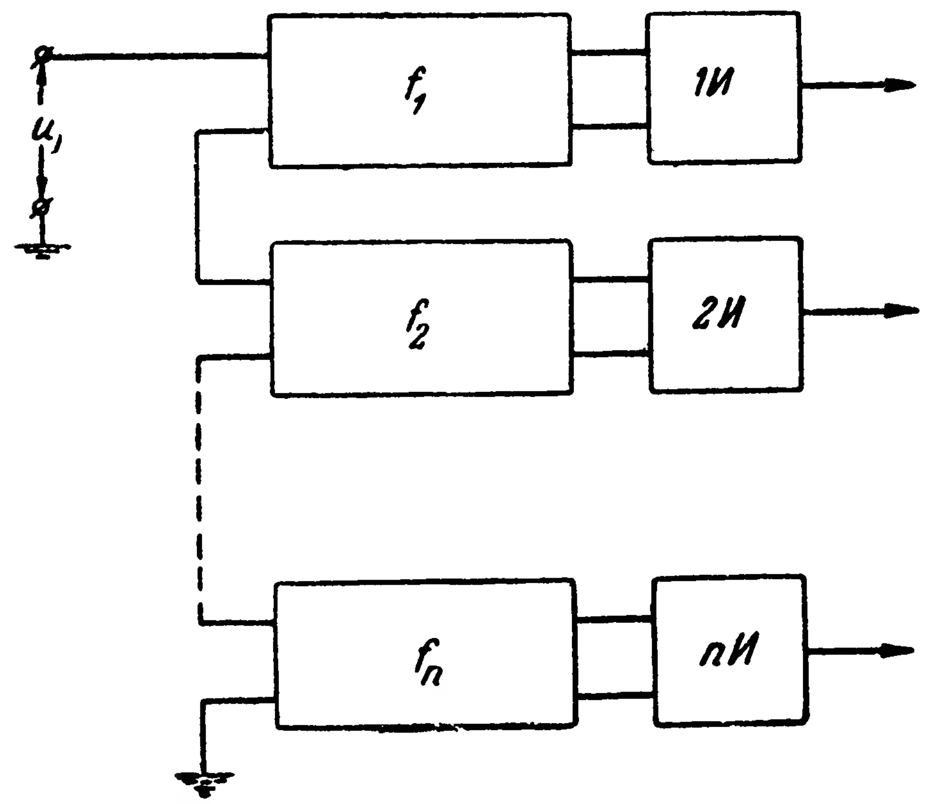


Рис. 15-4. Блок-схема дешифратора нескольких рабочих значений частоты с последовательным подключением фильтров.

го влияния входного сопротивления данного фильтра на кривые затухания других фильтров.

Для уменьшения взаимного влияния фильтров используются специальные развязывающие схемы и компенсирующие двухполюсники [Л. 13].

Само собой разумеется, что выходное характеристическое сопротивление фильтра должно быть согласовано с входным сопротивлением исполнительного элемента.

В ряде случаев между фильтром и исполнительным элементом включается усилитель.

Для повышения точности контроля частоты и упрощения схем фильтров, а также для унификации последних в некоторых системах телеуправления и телеконтроля применяются частотные дешифраторы с преобразователями частоты. На рис. 15-5 и 15-6 приведены примеры блок-схем таких частотных дешифраторов.

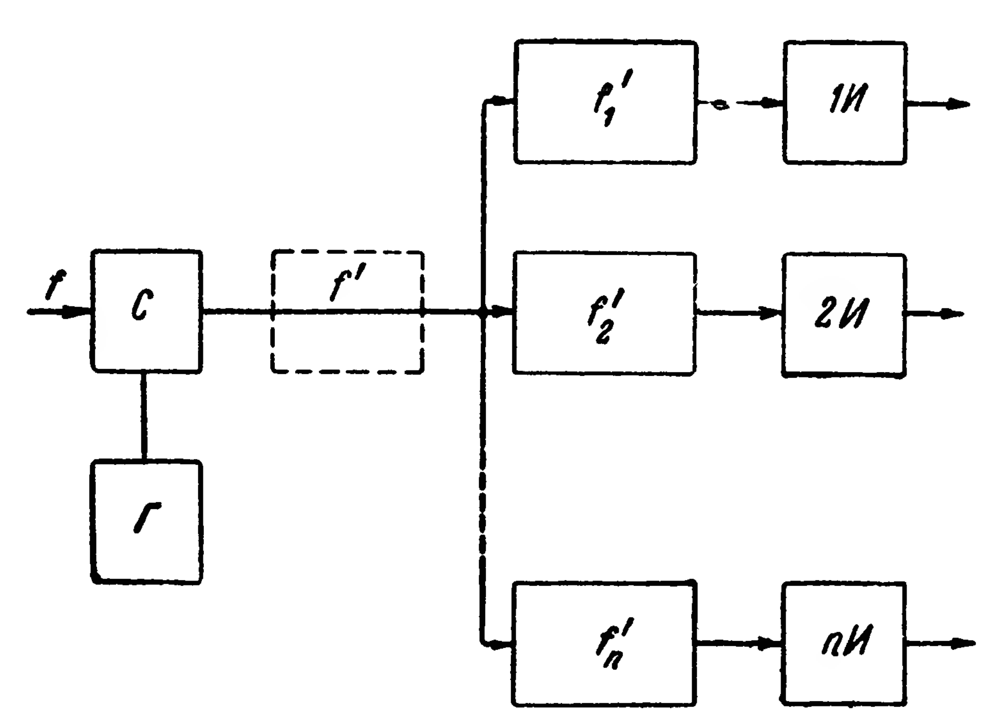


Рис. 15-5. Блок-схема частотного дешифратора с общим преобразователем частоты.

В дешифраторе на рис. 15-5 используется общий преобразователь частоты $f_i (i = 1, 2, \ldots, n)$, состоящий из гетеродина $Г$ и смесителя $С$. На выходе смесителя образуется спектр частот, который может содержать основную частоту f_i, частоту гетеродина $f_г$, их гармоники и комбинационные частоты.

Полосовые фильтры настраиваются на одну из комбинационных частот $f'_i = f_г + f_i$ или $f'_i = |f_г - f_i|$. При этом контролируемые частоты f'_i могут быть выбраны бóльшими или меньшими частоты f_i сигнала сообщения. Увеличение контролируемой частоты позволяет использовать высококачественные фильтры с относительно узкой полосой пропускания (кварцевые, магнитострикционные) при сохранении требуемого абсолютного значения полосы пропускания. Уменьшение контролируемой частоты позволяет в ряде

случаев применить более дешевые фильтры с относительно широкой полосой пропускания, обеспечивающие в то же время подавление помех, частота которых сравнительно близка к частоте f_i сигнала сообщения. Последнее обусловлено тем, что если $f'_i < f_i$, то относительная разность

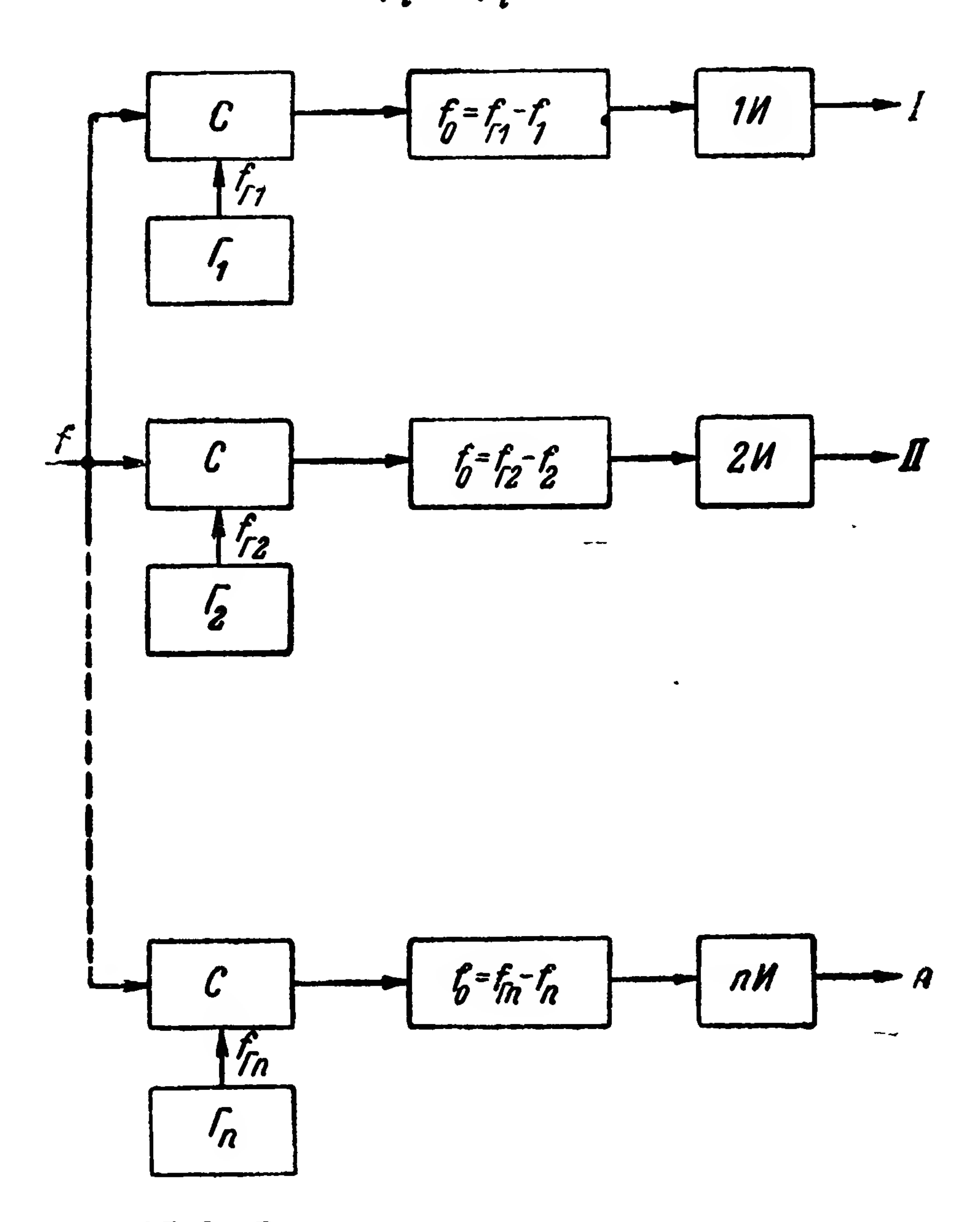


Рис. 15-6. Блок-схема частотного дешифратора с раздельными преобразователями частоты на входе каждого фильтра.

частот сигнала и помехи на входе фильтров будет значительно меньше относительной разности этих частот на входе преобразователя.

В некоторых случаях на выходе смесителя *С* ставится широкополосный полосовой фильтр (показан пунктиром), который подавляет составляющие неиспользуемых частот, получаемых в результате преобразования сигнала сообщения, а также некоторые помехи. Это позволяет облегчить требования к фильтрам частот f'_1, $f'_2, \ldots, f'_n$ и сделать их более простыми.

В схеме дешифратора, приведенной на рис. 15-6, используются раздельные гетеродинные преобразователи на

входе каждого фильтра. Это позволяет иметь в схеме однотипные фильтры, настраиваемые на одну и ту же частоту f_0. Контроль различных рабочих значений сигнала сообщения достигается в этом случае выбором соответствующих частот колебаний гетеродинов.

В дешифраторах на рис. 15-5 и 15-6 могут использоваться различные схемы преобразователей: с вентильным элементом, триодом или многосеточной лампой. На рис. 15-7 показан спектр частот, образуемых на выходе таких преобразователей. Теоретически этот спектр бесконечен. На рис. 15-7 показаны основные составляющие.

В ряде случаев вблизи полезной компоненты комбинационной частоты располагаются другие составляющие с большой амплитудой. Чтобы подавить эти компоненты, необходимо иметь достаточно сложные фильтры. Для уменьшения числа составляющих в спектре частот на выходе преобразователя иногда используются двухтактные и двойные двухтактные схемы этих преобразователей (балансные модуляторы).

Примеры таких схем приведены на рис. 15-8, а на рис. 15-9 — спектры частот, получаемых на их выходе.

Отсутствие ряда составляющих частот на выходе этих преобразователей объясняется тем, что соответствующие им токи в первичных обмотках трансформатора $Тр_2$ действуют в противофазе.

В качестве различителей в частотных дешифраторах синусоидального напряжения могут использоваться также и различного рода резонансные реле. На практике нашли применение реле магнитомеханического резонанса [Л. 6, 7 и 53].

На рис. 15-10 приведен пример схемы частотного дешифратора с резонансным реле. Последнее состоит из магнитомеханического резонатора и контактов *К*. Работа магнитомеханического резонатора в реле ничем не отличается от работы его в соответствующем фильтре (см. § 14-5,а). Система возбуждения может иметь простую (последовательную) схему магнитной цепи (рис. 14-50) или дифференциальную (рис. 15-10). Последняя обеспечивает меньшее сопротивление для переменного магнитного потока, что позволяет увеличить чувствительность реле.

Когда амплитуда колебаний вибратора достаточно велика, происходят периодические замыкания и размыкания контактов *К*, в результате чего срабатывает электромагнитное реле *Р*, выполняющее задачу исполнительного эле-

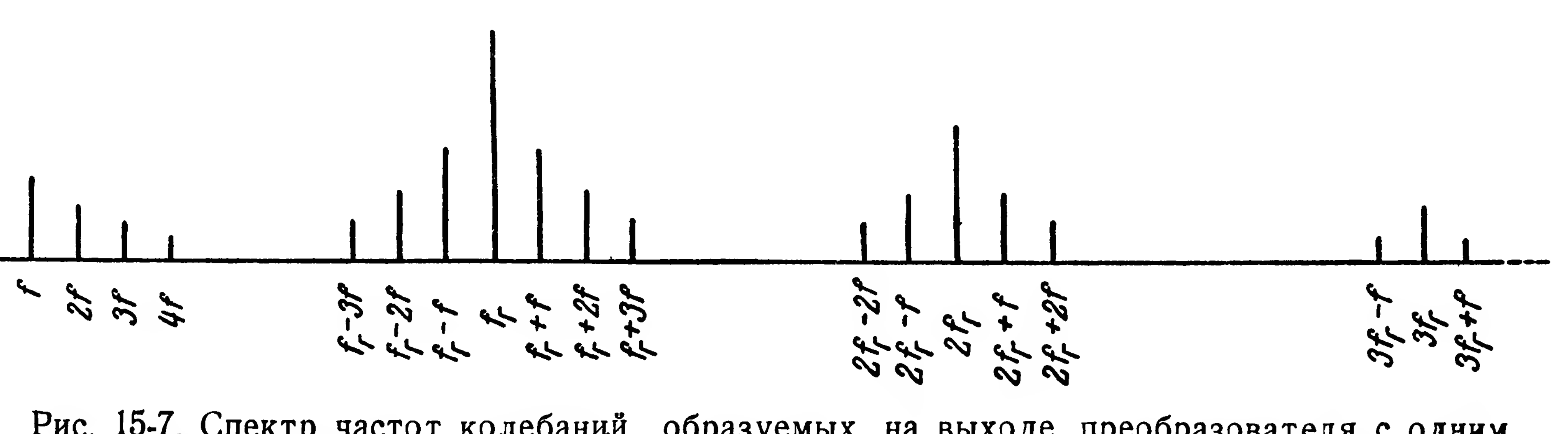


Рис. 15-7. Спектр частот колебаний, образуемых на выходе преобразователя с одним нелинейным элементом (диодом, триодом или многосеточной лампой).

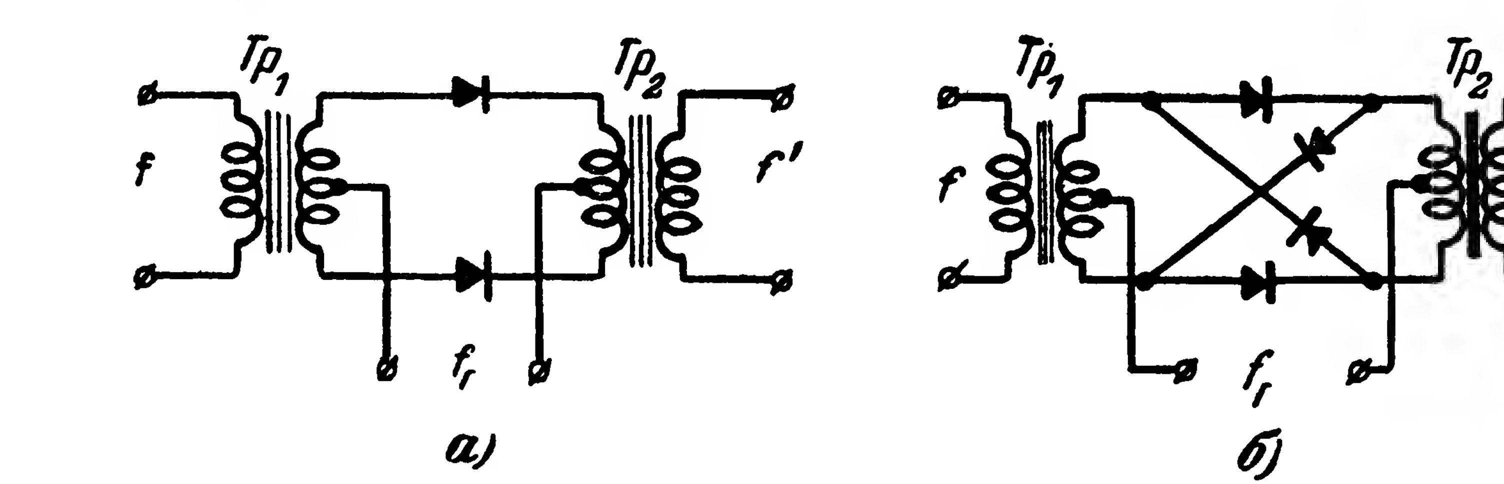


Рис. 15-8. Схемы двухтактного (*а*) и двойного двухтактного (*б*) преобразователей частоты.

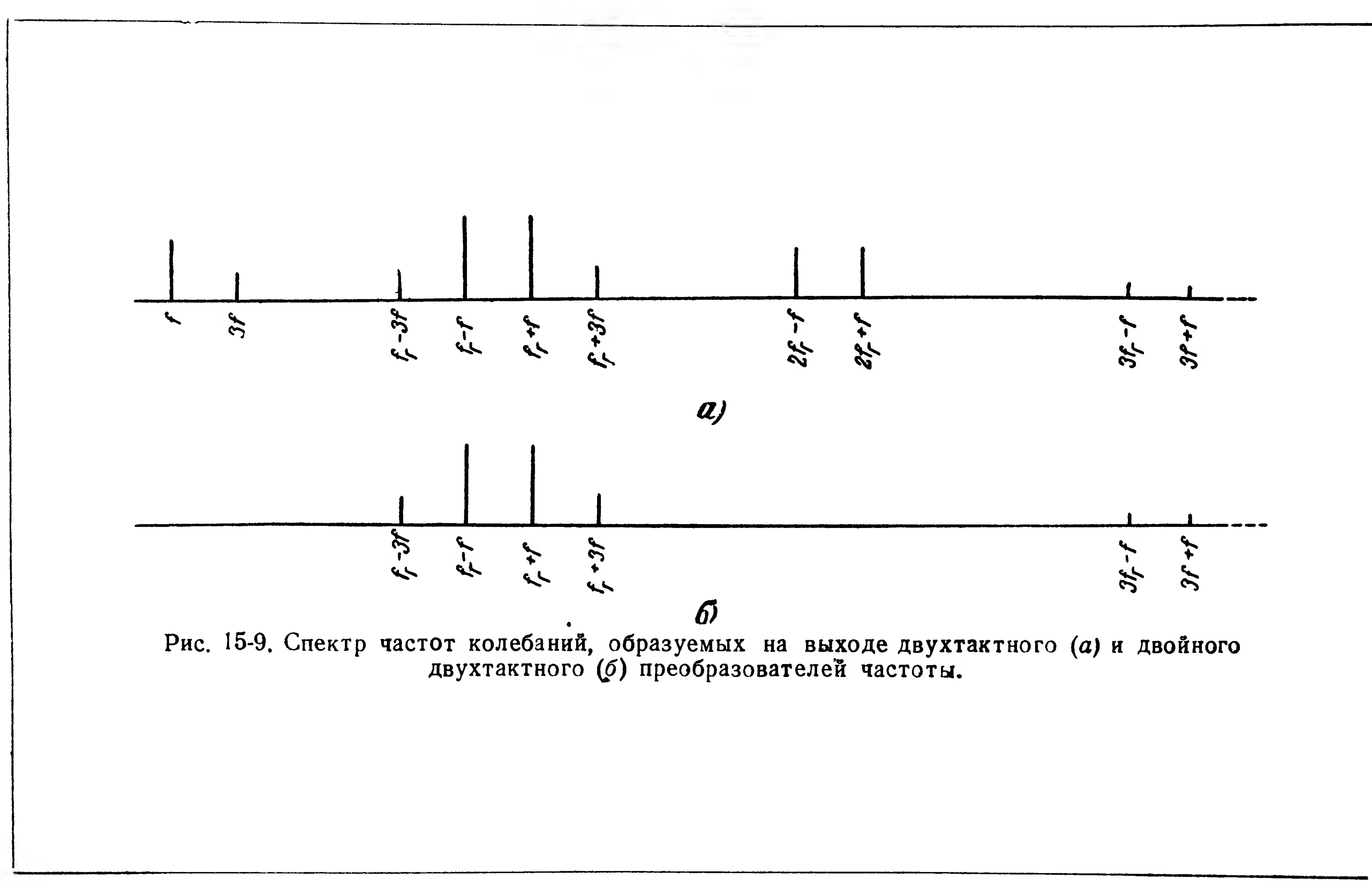


Рис. 15-9. Спектр частот колебаний, образуемых на выходе двухтактного (*а*) и двойного двухтактного (*б*) преобразователей частоты.

мента дешифратора. Конденсатор C обеспечивает протекание тока в обмотке реле P при кратковременном размыкании контактов. Таким образом, с началом периодического замыкания контактов K реле P срабатывает и остается в рабочем положении до тех пор, пока контакты K не разомкнутся на достаточно длительный отрезок времени.

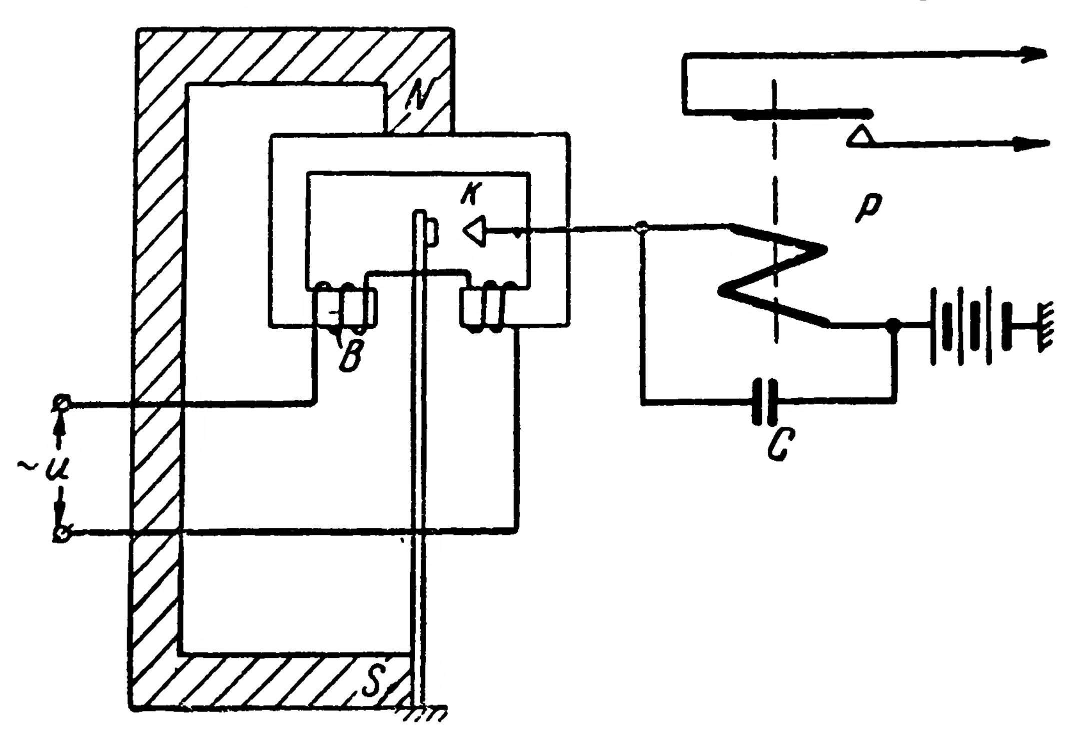


Рис. 15-10. Схемы частотного дешифратора с резонансным реле.

Легко видеть, что дешифратор с резонансным реле отличается от дешифратора с фильтром магнитомеханического резонанса лишь способом связи исполнительного элемента с резонатором. Вследствие этого все основные соотношения для дешифраторов с фильтрами остаются справедливыми и для дешифраторов с резонансными реле.

в) Определение областей надежного срабатывания и несрабатывания частотных дешифраторов релейного типа

Для определения области срабатывания частотного дешифратора без учета нестабильности параметров отдельных элементов необходимо знать:

амплитуду входного напряжения U_1 или э. д. с. E и внутреннее сопротивление $Z_г$ источника сигнала;

характеристику избирательности или рабочего затухания фильтра;

напряжение срабатывания $U_{ср}$ или мощность срабатывания $P_{ср}$ исполнительного элемента.

На рис. 15-11 и 15-12 приведены графики, иллюстрирующие определение области срабатывания дешифратора одного рабочего значения частоты в случаях, когда задана

характеристика избирательности фильтра (рис. 15-11) или характеристика рабочего затухания (рис. 15-12).

Если характеристика избирательности задана в виде

$$K = \varphi_1(f),$$

то, как показано иа рис. 15-11, контрольные значения частот $f_{к1}$ и $f_{к2}$ определяются из условия

$$K = K_{ср} = \varphi_1(f_{к1}) = \varphi_1(f_{к2}).$$

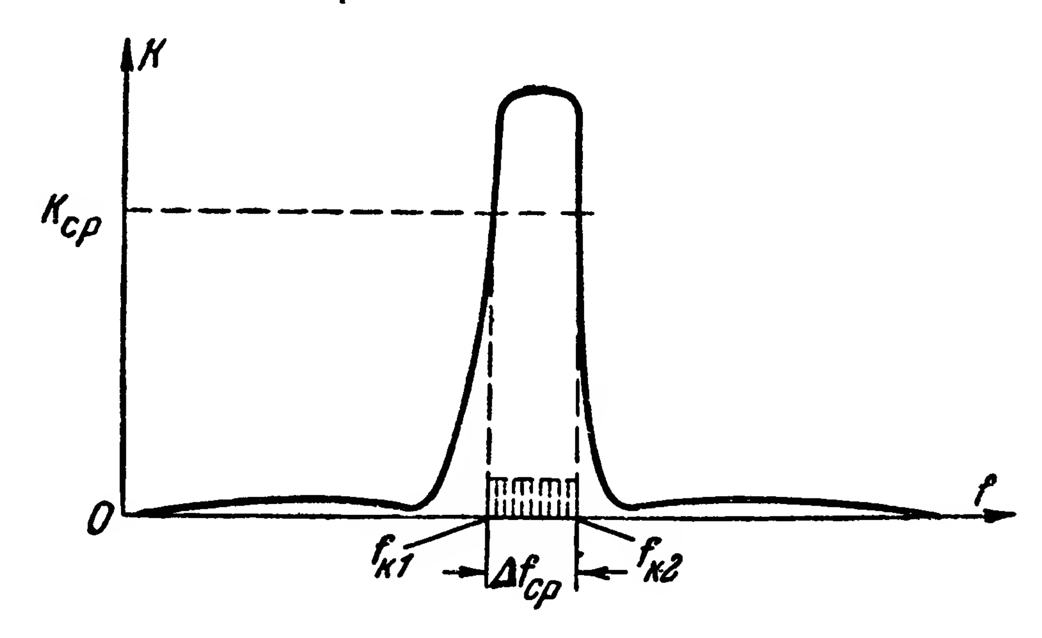


Рис. 15-11. График, иллюстрирующий определение области срабатывания частотного дешифратора по характеристике избирательности фильтра.

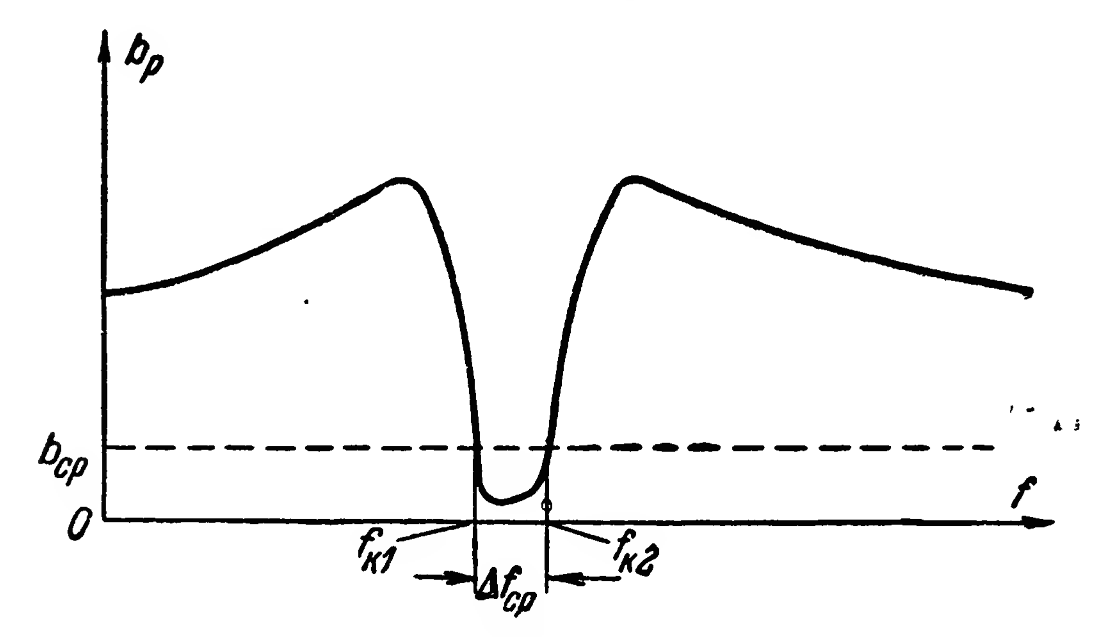


Рис. 15-12. График, иллюстрирующий определение области срабатывания частотного дешифратора по характеристике рабочего затухания фильтра.

При этом $K_{ср}$ — значение коэффициента передачи, обеспечивающее срабатывание реле:

$$K_{ср} = \frac{U_{ср}}{U_1},$$

где $U_{ср}$ — напряжение срабатывания реле.

Ширина области срабатывания

$$\Delta f_{\text{ср}} = f_{\text{к}2} - f_{\text{к}1}.$$

Если задана характеристика рабочего затухания фильтра

$$b_{\text{р}} = \varphi_2(f),$$

то, как показано на рис. 15-12, контрольные значения частот могут быть определены из условия

$$b_{\text{р}} = b_{\text{ср}} = \varphi_2(f_{\text{к}1}) = \varphi_2(f_{\text{к}2}).$$

При этом

$$b_{\text{ср}} = \frac{1}{2}\ln\frac{P_0}{P_{\text{ср}}},$$

где

$$P_0 = \frac{E^2}{4Z_{\text{г}}}.$$

В дальнейшем при определении рабочего затухания будем полагать, что сопротивления нагрузки фильтра и источника сигнала равны $Z_{\text{н}} = Z_{\text{г}}$, и тогда согласно (14-11) и (14-3) рабочее затухание фильтра будем рассчитывать по формуле

$$b_{\text{р}} = \ln\frac{U_1}{U_2}, \qquad (15\text{-}3)$$

где U_2 — амплитуда напряжения на выходе фильтра, а

$$U_1 = \frac{E}{2}.$$

Если входное и выходное сопротивления фильтра согласованы с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки, то U_1 равно напряжению на входе фильтра.

Используя (14-9) или (14-24), нетрудно найти рабочее затухание для случая, когда условие $Z_{\text{н}} = Z_{\text{г}}$ не выполняется.

Соотношение (15-3) удобно тем, что в случае, когда U_1 равно напряжению на входе фильтра, оно определяет также значение коэффициента передачи фильтра

$$S = \ln K = \ln\frac{U_2}{U_1} = -b_{\text{р}}$$

[см. формулу (14-11)].

В общем случае можно сказать, что область срабатывания дешифратора равна полосе пропускания фильтра при отсчете этой полосы на уровне, соответствующем параметру срабатывания исполнительного элемента.

Для определения областей надежного срабатывания и несрабатывания с учетом нестабильности необходимо знать:

пределы изменений амплитуды входного напряжения ($U_{1макс}$ и $U_{1мин}$);

рабочее напряжение (напряжение надежного срабатывания) исполнительного элемента ($U_р$);

напряжение покоя исполнительного элемента ($U_{пок}$).

Последнее выбирается либо из условия надежного несрабатывания исполнительного элемента ($U_{несp}$), либо из условия надежного отпускания его ($U_{н.от}$), если по условию работы дешифратора нужно, чтобы с прекращением воздействия напряжения сигнала сообщения на его входе происходило отпускание дешифратора.

Таким образом, напряжение покоя должно удовлетворять требованию

$$U_{пок} < U_{несp}$$

или

$$U_{пок} \leqslant U_{н.от}.$$

Рабочее напряжение исполнительного элемента выбирается, как известно, с учетом нестабильности напряжения его срабатывания, так что

$$U_р > U_{ср}.$$

Обычно принимают

$$U_{пок} = \frac{U_{несp}}{k_{несp}} \text{ или } U_{пок} = \frac{U_{от}}{k_{от}} \text{ и } U_р = k_{ср} U_{ср},$$

где $k_{несp}$ — коэффициент запаса по несрабатыванию;
$k_{от}$ — коэффициент запаса по отпусканию;
$k_{ср}$ — коэффициент запаса по срабатыванию.

На практике значение этих коэффициентов часто принимают равным 1,5—2.

Полоса надежного срабатывания дешифратора может быть определена как полоса пропускания фильтра, отсчитываемая на уровне

$$b_п = \ln \frac{U_{1мин}}{U_р}, \qquad (15\text{-}4)$$

а полоса надежного несрабатывания может быть определена как полоса непропускания, отсчитываемая на уровне

$$b_з = \ln \frac{U_{1макс}}{U_{пок}}. \qquad (15\text{-}5)$$

В соответствии с этим полоса неустойчивой работы дешифратора определяется как полоса перехода фильтра.

На рис. 15-13 показан пример определения полос надежного срабатывания (заштрихована горизонтальными

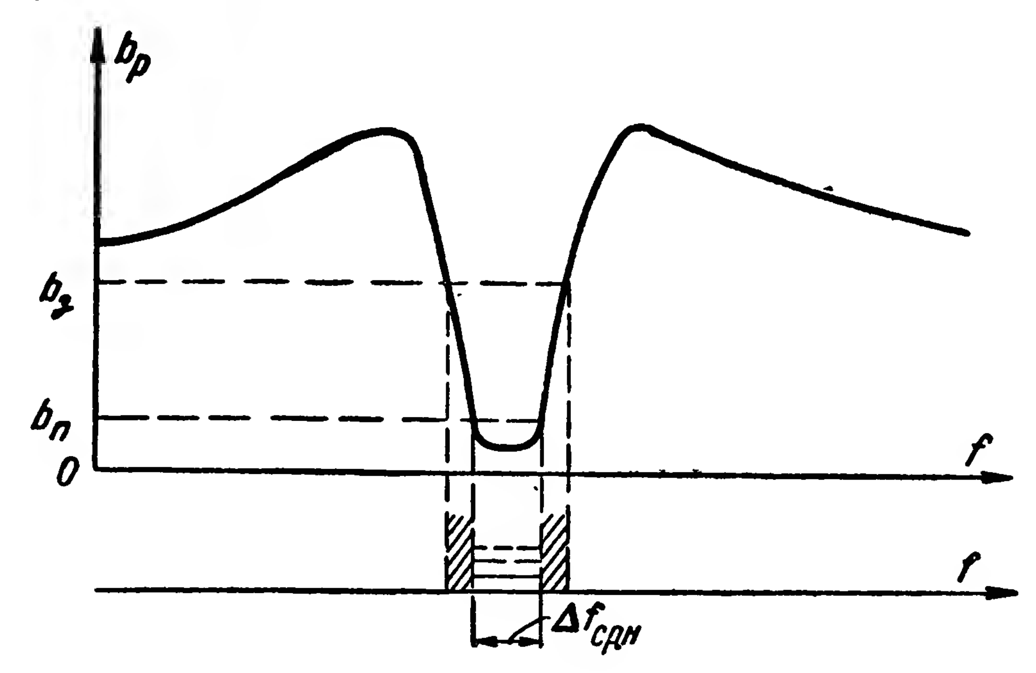


Рис. 15-13. График, иллюстрирующий определение областей надежного срабатывания, несрабатывания и неустойчивой работы частотного дешифратора.

линиями), неустойчивой работы (заштрихована наклонными линиями) и надежного несрабатывания (не заштрихована) без учета нестабильности кривой затухания фильтра.

15-2. Расчет частотных дешифраторов релейного типа

а) Определение требований к фильтру и порядок расчета дешифратора одного рабочего значения частоты

При проектировании дешифратора одного рабочего значения частоты могут быть заданы:

1) рабочая частота f_0;

2) амплитуда напряжения входных импульсов сигнала и пределы ее изменения $U_{с.макс}$ и $U_{с.мин}$;

3) минимальные длительности импульсов и пауз $t_{р.мин}$ и $t_{п.мин}$;

4) требование к помехоустойчивости дешифратора.

Последнее может быть задано в различных формах. Допустим, что оно дается в виде перечисления частот и максимальных амплитуд мешающих сигналов, при воздействии которых нормальная работа дешифратора не должна нарушаться.

Эти значения могут быть заданы, например, в следующем виде:

Частота мешающего сигнала	Максимальная амплитуда мешающего сигнала
$f_{11} = f_0 - \Delta f_1$	$U_{м1}$
$f_{12} = f_0 + \Delta f_1$	
$f_{21} = f_0 - \Delta f_2$	$U_{м2}$
$f_{22} = f_0 + \Delta f_2$	
и т. д.	и. т. д.

или в виде графика зависимости максимальной амплитуды мешающих сигналов от частоты.

Помехи с различными частотами напряжения могут действовать на вход фильтра одновременно и разновременно; следовательно, в требованиях к помехоустойчивости дешифратора должен быть также указан характер действия помех во времени.

Будем полагать пока, что помехи действуют разновременно, т. е. что в каждый данный момент времени на входе фильтра может действовать помеха лишь с одной частотой. Учет одновременного действия помех будет нами рассмотрен далее при определении требований к фильтру дешифратора нескольких рабочих значений частоты.

При указанных требованиях к дешифратору может быть принят следующий порядок его расчета:

1. Выбор и расчет исполнительного элемента

В результате должны быть установлены:

напряжение срабатывания $U_{ср}$;

напряжение отпускания $U_{от}$;

рабочее напряжение $U_р$, т. е. напряжение надежного срабатывания;

напряжение покоя $U_{пок}$;
время срабатывания $t_{ср}$;
время отпускания $t_{от}$;
входное сопротивление $R_{н}$.

2. Определение требований к ширине полосы пропускания $\Delta f_{п}$ фильтра

а) Из условия обеспечения попадания частоты сигнала сообщения в область надежного срабатывания дешифратора

$$2\Delta f_{п} \geqslant \Delta f_{ср.н}, \tag{15-6}$$

где $\Delta f_{ср.н}$ — область надежного срабатывания дешифратора, определяемая из условия обеспечения его работы при нестабильности параметров различных элементов дишифратора и шифратора;

Величина $\Delta f_{ср.н}$ может быть определена по формуле

$$\Delta f_{ср.н} = 2(\alpha_{ш} + \alpha_{д}) f_0,$$

где $\alpha_{ш}$ — коэффициент нестабильности частоты колебаний на выходе шифратора;
$\alpha_{д}$ — коэффициент нестабильности настройки фильтра дешифратора.

При определении $\alpha_{д}$ необходимо учесть как возможное изменение средней частоты полосы пропускания фильтра, так и изменение ширины этой полосы:

$$\alpha_{д} = \alpha_{д0} + \alpha_{дп},$$

где $\alpha_{д0}$ — максимальный относительный уход средней частоты полосы пропускания фильтра;
$\alpha_{дп}$ — максимальное относительное изменение ширины полосы пропускания.

Коэффициенты нестабильности могут быть ориентировочно оценены расчетом и, как правило, уточняются опытным путем.

б) Из условия обеспечения нарастания амплитуды напряжения на выходе фильтра до установившегося значе-

ния и обеспечения работы исполнительного элемента согласно (14-84)

$$2\Delta f_{п} \geqslant \frac{\mu}{t_{у.мин}}. \tag{15-7}$$

При этом $t_{у.мин}$ — минимальная длительность переходного процесса, которая может быть найдена из (14-85):

$$t_{у.мин} \leqslant t_{р.мин} - t_{ср}$$

и

$$t_{у.мин} \leqslant t_{п.мин} - t_{от}. \tag{15-8}$$

Из двух значений $t_{у.мин}$, определяемых по (15-8), для подстановки в (15-7) необходимо выбрать меньшее.

Из двух значений $2\Delta f_{п}$, определяемых по (15-6) и (15-7), необходимо выбрать большее. Эта рекомендация обусловлена тем, что длительность переходного процесса в фильтре практически почти не изменяется, если частота приложенного к нему напряжения будет смещена от середины полосы пропускания к одному из ее краев.

Определив ширину полосы пропускания, находим контрольные значения частоты при минимальной амплитуде входного напряжения:

$$f_{к1} = f_0 - \frac{2\Delta f_{п}}{2};$$

$$f_{к2} = f_0 + \frac{2\Delta f_{п}}{2}.$$

3. Определение требований к затуханию фильтра в полосе пропускания

Согласно (15-4)

$$b_{п} = \ln \frac{U_{с.мин}}{U_{р}}.$$

4. Определение требований к затуханию фильтра в полосе задержания

Согласно (15-5)

$$\left.\begin{aligned} b_{з1} &= \ln \frac{U_{м1}}{U_{пок}} \text{ при } f = f_{11} \text{ и } f = f_{12}; \\ b_{з2} &= \ln \frac{U_{м2}}{U_{пок}} \text{ при } f = f_{21} \text{ и } f = f_{22} \end{aligned}\right\} \tag{15-9}$$

и т. д.

5. Построение предельной кривой затухания $b_{пред}$ фильтра по найденным значениям $b_п$, $b_{з1}$, $b_{з2}$ и т. д.

Пример такого построения показан на рис. 15-14 (сплошная линия).

6. Определение класса фильтра, выбор схемы фильтра и расчет реальной кривой затухания

Реальная кривая рабочего затухания должна удовлетворять требованиям:

а) в полосе пропускания

$$b \leqslant b_п;$$

б) в полосе задержания

$$b \geqslant b_{з1} \text{ при } f = f_{11} \text{ и } f = f_{12};$$

$$b \geqslant b_{з2} \text{ при } f = f_{21} \text{ и } f = f_{22} \text{ и т. д.}$$

По этим требованиям определяется класс фильтра, выбирается его схема и производится расчет кривой рабоче-

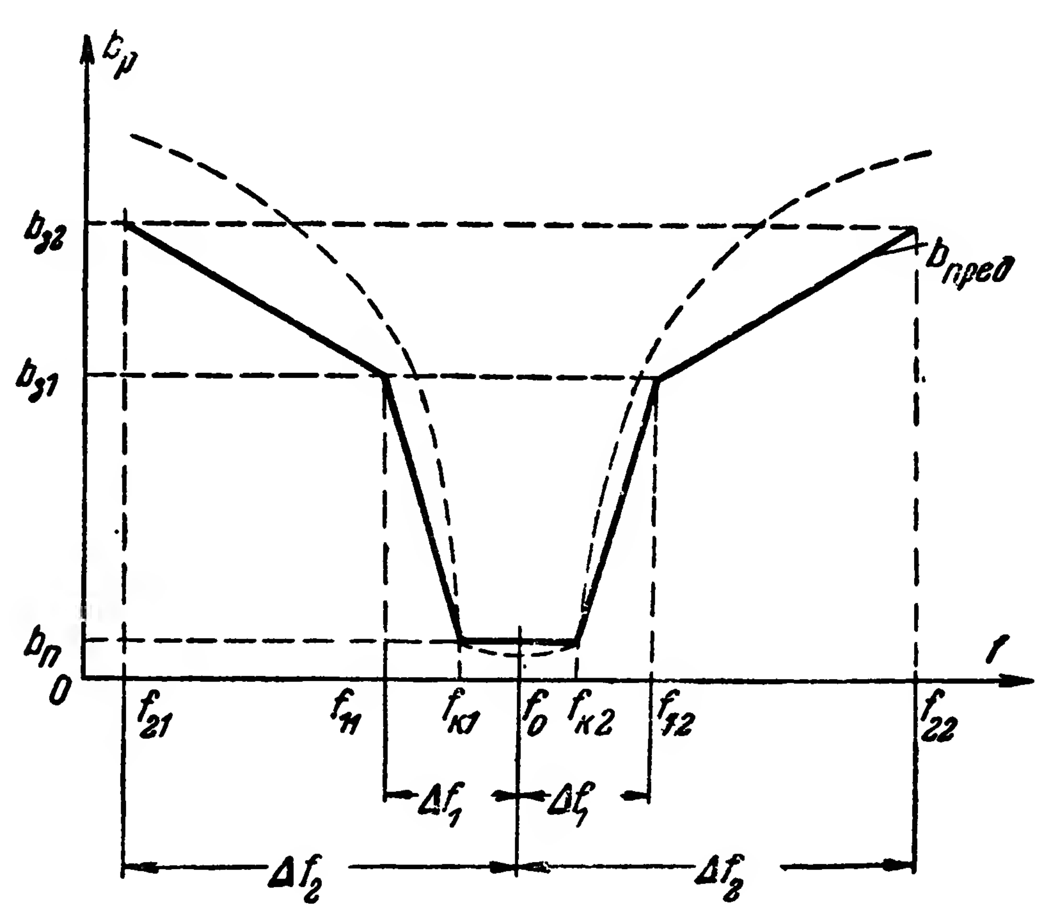


Рис. 15-14. Предельная и реальная характеристики рабочего затухания частотного дешифратора.

го затухания и элементов. Пример кривой, удовлетворяющей указанным требованиям, показан на рис. 15-14 пунктирной линией.

7. Определение областей надежного срабатывания и несрабатывания

Оно производится, как это пояснено в § 15-1,в по реальной кривой затухания фильтра.

Часто при проектировании частотного дешифратора задается лишь относительное изменение амплитуд напряжения входных импульсов $\frac{U_{м1}}{U_{с.мин}}$, $\frac{U_{м2}}{U_{с.мин}}$ и т. д., а абсолютное значение этих амплитуд не дается. В этом случае, выбрав параметры исполнительного элемента ($U_р$, $U_{пок}$), определяют требования к разности затуханий фильтра в полосах непропускания и пропускания.

Из (15-4) и (15-9) имеем:

$$\left.\begin{aligned} b_{з1} - b_п &= \ln \frac{U_{м1}}{U_{с.мин}} \cdot \frac{U_р}{U_{пок}}; \\ b_{з2} - b_п &= \ln \frac{U_{м2}}{U_{с.мин}} \cdot \frac{U_р}{U_{пок}} \text{ и т. д.} \end{aligned}\right\} \quad (15\text{-}10)$$

Выбрав тип фильтра, удовлетворяющий этим требованиям, находят величину затухания в полосе пропускания $b_п$. Зная $U_р$ и $b_п$, из (15-4) находят $U_{с.мин}$.

Расчет всех остальных параметров может быть произведен, как и для случая, рассмотренного ранее.

На практике часто при проектировании дешифратора предварительно задаются типом фильтра и исполнительным элементом, а затем рассчитывают допустимые пределы изменений напряжения амплитуды входных импульсов сигнала и помех, при которых обеспечиваются необходимые значения областей надежного срабатывания и несрабатывания.

б) Определение требований к фильтру и порядок расчета дешифратора нескольких рабочих значений частоты

При проектировании дешифратора нескольких рабочих значений частоты должны быть прежде всего заданы:

а) число рабочих значений частот сигнала сообщения n;

б) границы полосы частот, в которых они размещаются, $f_{р.мин}$ и $f_{р.макс}$.

Кроме того, должны быть сформулированы требования к дешифратору, аналогичные перечисленным в п. «а» для дешифратора одного рабочего значения частоты.

Дешифратор нескольких рабочих значений частоты импульсов имеет ту особенность, что, кроме посторонних мешающих сигналов, в нем имеют место два вида помех:

а) Для каждого фильтра данного рабочего значения частоты f_k все другие рабочие частоты (f_1, $f_2, \ldots$, f_{k-1}, $f_{k+1}, \ldots$) являются помехами, и это должно быть учтено при формулировании требований к характеристике рабочего затухания каждого фильтра.

б) Вследствие использования нелинейных элементов в схеме (усилители, ограничители амплитуд и др.) образуются составляющие напряжений гармоник ($2f_k$, $3f_k$ и т. д.) и комбинационных частот типов $f_k - f_{k-1}$; $f_k + f_{k+1}$ и др. Частоты гармоник или комбинационные могут попадать в полосу пропускания отдельных фильтров и вызывать ложные срабатывания дешифратора.

Это обстоятельство должно быть учтено при выборе рабочих частот сигнала сообщения и формулирования требований к линейности усилителей и к другим элементам общей схемы.

Порядок расчета дешифратора нескольких рабочих значений частот при заданных выше требованиях к нему может быть следующим:

1. Выбор исполнительных элементов и определение их параметров (производятся так же, как и для дешифраторов одного рабочего значения частоты).

2. Определение требований к ширине полосы пропускания отдельных фильтров и разноса между рабочими частотами сигналов сообщений.

Требования к ширине полосы пропускания отдельных фильтров могут быть определены по (15-6) и (15-7).

Первоначально можно принять, что рабочая частота f_1 первого фильтра равна минимальной частоте $f_{\text{р.мин}}$ заданного диапазона, а рабочая частота f_n n-го фильтра — максимальной частоте $f_{\text{р.макс}}$ заданного диапазона, т. е.

$$f_1 = f_{\text{р.мин}};$$

$$f_n = f_{\text{р.макс}}.$$

При этом разнос между двумя смежными рабочими частотами сигнала сообщения может быть определен по формуле

$$F = \frac{f_n - f_1}{n - 1}. \qquad (15\text{-}11)$$

Очень часто диапазон частот сигналов сообщения точно не обозначен и желательно иметь его по возможности малым.

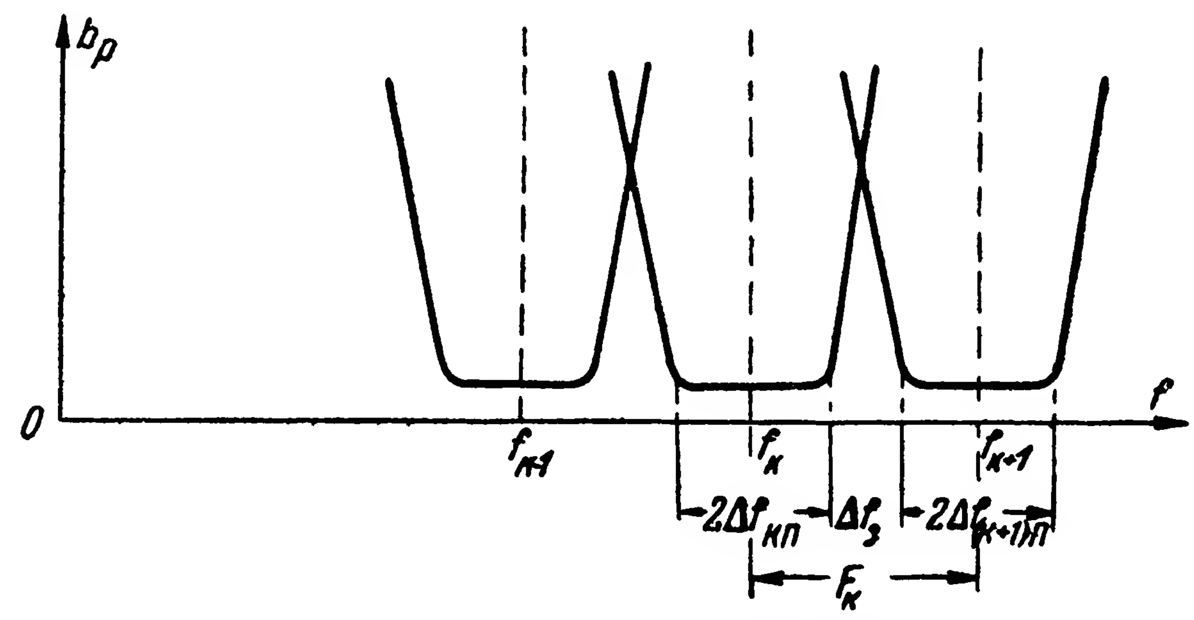


Рис. 15-15. Характеристики рабочего затухания фильтров дешифратора нескольких рабочих значений частоты.

В таком случае разнос между двумя смежными рабочими частотами f_k и f_{k+1} (рис. 15-15) может быть определен по формуле

$$F_k = f_{k+1} - f_k = \frac{2\Delta f_{(k+1)\text{п}}}{2} + \frac{2\Delta f_{k\text{п}}}{2} + \Delta f_{\text{з}}, \qquad (15\text{-}12)$$

где $2\Delta f_{(k+1)\text{п}}$ и $2\Delta f_{k\text{п}}$ — соответственно полосы пропускания фильтров с рабочими частотами $f_{(k+1)}$ и f_k;

$\Delta f_{\text{з}}$ — защитный промежуток.

Введение защитного промежутка частот $\Delta f_{\text{з}}$ необходимо потому, что кривые затухания фильтров неидеальны и крутизна их скатов может иметь лишь определенные значения. Чем меньше $\Delta f_{\text{з}}$, тем более узкую полосу частот займут сигналы сообщения, контролируемые данным дешифратором, но при этом крутизна скатов характеристик затухания фильтров должна иметь большее значение, т. е. фильтры должны быть более сложными. Если у всех

фильтров полоса пропускания одинакова и равна $2\Delta f_п$, то (15-12) можно записать в виде

$$F=F_k=2\Delta f_п+\Delta f_з.$$

Для обеспечения получения возможно более узкой полосы частот сигналов сообщений часто берут

$$\Delta f_з=(0,5 \div 3)\,2\Delta f_п.$$

В этом случае разнос между двумя смежными рабочими частотами будет равен

$$F=(1,5 \div 4)\,2\Delta f_п.$$

Очевидно, что при определении разноса по формуле (15-11) должен также обеспечиваться необходимый защитный промежуток между полосами пропускания смежных фильтров.

3. Выбор рабочих частот сигналов сообщений

При уточнении рабочих значений частот сигналов сообщений необходимо прежде всего учесть свойства частотного шифратора данной системы. Некоторые типы шифраторов допускают любую расстановку рабочих частот, другие же требуют постоянного разноса между смежными рабочими частотами. Кроме того, если известен характер нелинейных искажений сигналов сообщений, то рабочие значения частот целесообразно уточнить с точки зрения обесепечения наиболее эффективного подавления гармонических и комбинационных составляющих, образуемых в результате этих искажений. В этом случае рабочие значения частот выбираются так, чтобы компоненты указанных составляющих с наибольшими значениями амплитуд по возможности не попадали в полосы пропускания фильтров.

Полностью выполнить это условие часто не представляется возможным, так как даже при нескольких рабочих частотах дешифратора получается очень большое число гармоник и комбинационных частот.

Если нелинейные искажения определяются в основном квадратичным членом характеристики нелинейного элемета, то рабочие частоты выбирают по формуле

$$f_k=[2(m+k)-1]\,\frac{F}{2},$$

где m — любое целое число.

Легко убедиться, что при таком выборе все четные гармоники и комбинационные частоты вида $f_{k+1} \pm f_k$ попадают либо вне рабочего диапазона, либо в середину промежутка между рабочими частотами.

4. Определение требований к характеристике затухания отдельных фильтров

Требования к затуханию в полосах пропускания отдельных фильтров могут быть определены так же, как и для дешифратора одного рабочего значения частоты.

При определении требований к затуханию отдельных фильтров в полосах непропускания необходимо учесть указанную выше ту особенность дешифратора нескольких рабочих значений частоты, что для фильтра данного рабочего значения частоты f_k сигналы сообщений всех других рабочих частот являются помехами. Если сигналы сообщений с разными рабочими частотами передаются разновременно, то учет действия их на другие фильтры может быть произведен так же, как и учет действия помех, рассмотренный для дешифратора одного рабочего значения частоты.

Если же эти сигналы могут передаваться одновременно, то необходимо учесть одновременное действие помех.

Допустим, что сигналы всех частот $f_1, f_2, \ldots, f_n$ могут передаваться одновременно; тогда для фильтра с частотой f_k будут иметь место помехи с частотами

$$f_1, f_2, \ldots, f_{k-1}, f_{k+1}, \ldots, f_n.$$

Соответственно на выходе данного фильтра с частотой f_k образуются составляющие напряжения помех с амплитудами

$$U_{k1}, U_{k2}, \ldots, U_{k(k-1)}, U_{k(k+1)}, \ldots, U_{kn}.$$

При этом U_{k1} — амплитуда напряжения помехи с частотой f_1 на выходе фильтра k и т. д.

В результате одновременного действия на выходе данного фильтра нескольких составляющих с различными частотами образуется некоторое суммарное напряжение — биение колебаний нескольких частот.

Действие этого напряжения на исполнительный элемент зависит от свойств последнего.

Если исполнительный элемент имеет весьма малую инерционность и реагирует на амплитуду приложенного к нему напряжения, то эффект воздействия помех определяется суммарной амплитудой

$$U_{k\Sigma}=U_{k1}+U_{k2}+\ldots+U_{k(k-1)}+U_{k(k+1)}+\ldots+U_{kn}. \quad (15\text{-}13)$$

Если же исполнительный элемент реагирует на эффективное значение подводимого к нему напряжения или содержит квадратичный детектор, то

$$U_{k\Sigma}=\sqrt{U_{k1}^2+U_{k2}^2+\ldots+U_{k(k-1)}^2+U_{k(k+1)}^2+\ldots+U_{kn}^2}. \quad (15\text{-}14)$$

В случае, когда исполнительный элемент на частоту биений компонент помех не реагирует и действие его определяется средним значением напряжения на выходе фильтра (например, исполнительный элемент имеет большую инерционность или включает линейный детектор, выделяющий постоянную составляющую напряжения), вычисление $U_{k\Sigma}$ в общем случае затруднено.

При учете воздействия двух составляющих помех с амплитудами U_a и U_b среднее значение амплитуды помехи получается равным [Л. 76]

$$U_{k\Sigma}=\frac{2}{\pi}(U_a+U_b)\int_0^{\frac{\pi}{2}}\sqrt{1-\frac{4U_aU_b}{(U_a+U_b)^2}\sin^2\varphi}\,d\varphi. \quad (15\text{-}15)$$

Интеграл, стоящий в правой части, — полный эллиптический второго рода — вычисляется по таблицам.

В табл. 15-1 приведены значения $\frac{U_{k\Sigma}}{U_a}$, определенные по формуле (15-15).

Таблица 15-1

$\frac{U_b}{U_a}$	$\frac{U_{k\Sigma}}{U_a}$	$\frac{U_b}{U_a}$	$\frac{U_{k\Sigma}}{U_a}$
0,1	1,000	0,6	1,093
0,2	1,010	0,7	1,132
0,3	1,022	0,8	1,17
0,4	0,040	0,9	1,219
,5	1,063	1,0	1,272

Из табл. 5-1 видно, что составляющие помехи с меньшей амплитудой (U_b) сравнительно мало влияют на работу исполнительного элемента.

Для надежной работы дешифратора необходимо выполнение условия

$$U_{k\Sigma} \leqslant U_{\text{пок}}. \tag{15-16}$$

Так как величины U_{k1}, U_{k2}... зависят от затухания данного фильтра на соответствующих частотах, то (15-16) может быть удовлетворено различными вариантами кривой затухания фильтра. Вследствие этого лучшее решение может быть найдено лишь методом последовательных проб. Первоначальное решение можно получить, если учесть действие помех лишь на смежных частотах f_{k-} и f_{k+1}.

Допустим, что амплитуды напряжений сигналов всех рабочих частот на входе дешифратора одинаковы, фильтры всех рабочих частот однотипны и имеют одинаковую полосу пропускания

$$2\Delta f_{1\text{п}} = 2\Delta f_{2\text{п}} = \ldots = 2\Delta f_{n\,\text{п}} = 2\Delta f_{\text{п}}.$$

В таком случае на выходе фильтра k (рабочая частота f_k) напряжения помех на смежных рабочих частотах также однаковы, т. е.

$$U_{k(k-1)} = U_{k(k+1)} = U_{\text{м}}.$$

Так как возможны изменение рабочих частот вследствие нестабильности шифратора и изменение частоты настройки данного фильтра, то следует с некоторым запасом полагать, что частоты f_{k-1} и f_{k+1} напряжений $U_{k(k-1)}$ и $U_{k(k+1)}$ отстоят от рабочей частоты f_k вправо и влево на величину $\frac{2\Delta f_{\text{п}}}{2} + \Delta f_{\text{з}}$, т. е.

$$f_{k-1} = f_k - \frac{2\Delta f_{\text{п}}}{2} - \Delta f_{\text{з}}$$

и

$$f_{k+1} = f_k + \frac{2\Delta f_{\text{п}}}{2} + \Delta f_{\text{з}}.$$

Если исполнительный элемент дешифратора малоинерционен и реагирует на амплитуду приложенного напря-

жения, то учитывая лишь действие помех на соседних рабочих частотах согласно (15-13) имеем:

$$U_{k\Sigma}=U_{k(k-1)}+U_{k(k+1)}=2U_{м}.$$

Из условия (15-16) следует:

$$U_{м}\leqslant\frac{U_{пок}}{2}.$$

Так как амплитуды напряжений различных частот, действующих на входе фильтра, равны $U_{с}$, то затухание фильтра на частотах f_{k-1} и f_{k+1} должно удовлетворять требованию

$$b_{з.м}\geqslant\ln\frac{2U_{с}}{U_{пок}}.$$

Влиянием помех на других рабочих частотах можно пренебречь, если затухание фильтра на этих частотах будет еще бо́льшим (например, в 2—3 раза).

Если исполнительный элемент реагирует на эффективное значение подводимого к нему напряжения, то, используя (15-14), получим:

$$b_{з.м}\geqslant\ln\frac{\sqrt{2}U_{с}}{U_{пок}}.$$

В случае, когда исполнительный элемент реагирует на среднее значение напряжения, используя данные табл. 15-1, имеем:

$$b_{з.м}\geqslant\ln\frac{1,272U_{с}}{U_{пок}}.$$

в) Влияние ограничителя амплитуд и устройства АРУ на работу и параметры частотного дешифратора

Сложность и стоимость частотного дешифратора определяются прежде всего требованиями к характеристике затухания фильтра. Основным при этом является требование к крутизне ее скатов, которая в свою очередь определяется разностью затуханий Δb в полосах непропускания и пропускания и величиной полосы перехода.

Используя (15-10), величину $\Delta b = b_з - b_п$ представим в виде

$$\Delta b = b_1 + b_2,$$

где

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= \ln \frac{U_р}{U_{пок}}; \\ b_2 &= \ln \frac{U_м}{U_{с.мин}}. \end{aligned} \right\} \qquad (15\text{-}17)$$

Из (15-17) видно, что значение b_1 определяется свойствами исполнительного элемента и может быть уменьшено лишь путем повышения стабильности его параметров (это позволит уменьшить соответствующие коэффициенты запаса) и сближения напряжений срабатывания и отпускания.

Значение b_2 определяется отношением максимально возможной амплитуды помехи к минимальной амплитуде сигнала. Соответственно величина b_2 может быть уменьшена путем стабилизации амплитуды напряжения на входе частотного дешифратора, что достигается с помощью ограничителя амплитуд по максимуму или устройства автоматической регулировки усиления (АРУ).

Поскольку как первое, так и второе устройства представляют собой существенно нелинейные элементы, использование их обязательно связано с появлением гармоник и комбинационных частот и, следовательно, с усилением нелинейных искажений, а также с явлением подавления импульса с малой амплитудой импульсом с большой амплитудой.

15-3. Генераторы синусоидальных колебаний и частотные шифраторы

а) Генераторы синусоидальных колебаний с *LC*-контурами и *RC*-цепями

Генераторы синусоидальных колебаний с *LC*-контурами и *RC*-цепями, широко применяемые в различных радиотехнических устройствах, часто используются в системах телеуправления и телеконтроля для формирования сигналов сообщений с определенной частотой посылок.

При кодировании сигналов сообщения обычно используются синусоидальные колебания сравнительно низких частот ($f = 50 \div 10^5$ *гц*).

Для создания колебаний $f=50 \div 500$ *гц* чаще используются генераторы с RC-цепями, а для бо́льших частот — с LC-контурами. Эти генераторы позволяют получить максимальный относительный уход частоты порядка

$$\alpha_{ш} = \frac{\Delta f}{f_0} = 10^{-2}.$$

При принятии мер для стабилизации параметров элементов схемы и напряжения источников питания можно достичь и более высокой стабильности частоты генерируемых колебаний.

Работа и расчет генераторов с LC-контурами и RC-цепями описаны в курсах по радиотехнике [Л. 15, 31, 67 и др.].

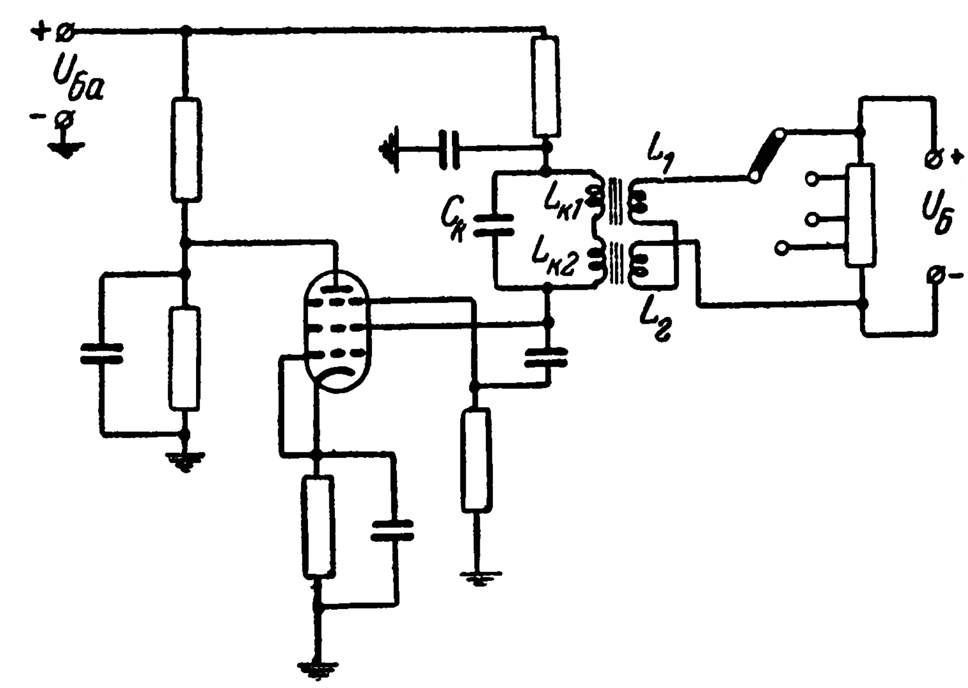


Рис. 15-16. Пример схемы частотного шифратора с транзитронным LC-генератором.

Изменение частоты генераторов с LC-контурами и RC-цепями при работе их в качестве частотных шифраторов может производиться путем смены (переключения) элементов L, C, R, определяющих частоту колебаний, а также изменения параметров этих элементов различными способами.

В последнем случае могут использоваться обычные катушки с переменной индуктивностью, емкости и активные сопротивления, а также специальные методы изменения параметров L, C, R.

На рис. 15-16 изображен пример схемы транзитронного генератора с LC-контуром. В данной схеме колебательный контур $L_{к1} L_{к2} C_к$ подключен между экранирующей сеткой и катодом. Как известно (см. § 5-1), на этом участке цепи при соответствующем подборе параметров мо-

жет быть получено отрицательное активное сопротивление. Последнее компенсирует активное сопротивление в колебательном контуре и тем самым обеспечивает поддержание в нем незатухающих синусоидальных колебаний. Изменение частоты колебаний в данном случае производится путем уменьшения или увеличения магнитной проницаемости сердечников катушек $L_{к1}$ и $L_{к2}$. Это достигается изменением постоянного тока, протекающего по катушкам L_1 и L_2. Катушки L_1 и L_2 включаются таким образом, чтобы э. д. с., индуктируемые в них током в контуре, взаимно компенсировались.

На рис. 15-17 изображен пример схемы RC-генератора с двухкаскадным усилителем ($Л_1$, $Л_2$). В данной схеме в цепи положительной обратной связи используются RC-цепь (R_1, C_{11}, C_{12}, R_2, C_2) и выходное сопротивление $r_к = \frac{u_к}{i}$ катодного повторителя, собранного на лампе $Л_3$. В цепи вещественной отрицательной обратной связи включены сопротивления R_{11}, R_{12} и термистор R_3. Последний обеспечивает стабилизацию амплитуды колебаний на выходе генератора.

Изменение частоты колебаний в этом генераторе производится путем увеличения или уменьшения выходного сопротивления $r_к$ катодного повторителя.

Полагая, что конденсатор C достаточно велик, так что сопротивлением его можно пренебречь, и используя обозначения токов, приведенные на рис. 15-17, имеем:

$$\Delta i_к = i + \Delta i_а,$$

где $\Delta i_к$ и $\Delta i_а$ — изменения тока в катодном сопротивлении и анодной цепи, вызываемые переменным напряжением $u_к$;

i — входной ток рассматриваемой схемы под действием напряжения $u_к$.

Из последнего равенства следует, что

$$i = \Delta i_к - \Delta i_а.$$

Учитывая, что

$$\Delta i_к = \frac{u_к}{R_к},$$

а

$$\Delta i_а \approx -Su_к,$$

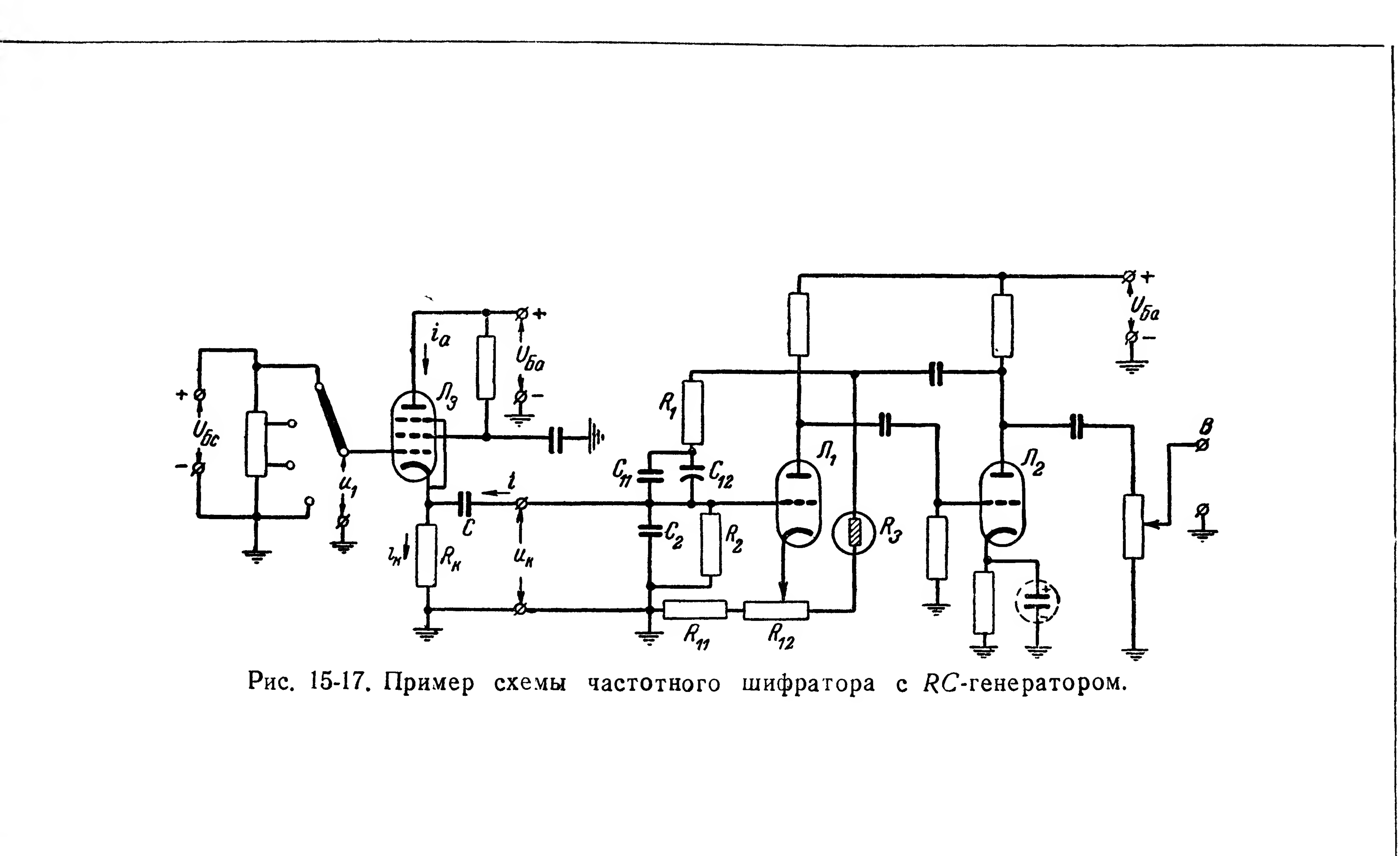


Рис. 15-17. Пример схемы частотного шифратора с RC-генератором.

где S — крутизна анодно-сеточной характеристики лампы, получаем:

$$i = \frac{u_к}{R_к} + S u_к$$

и, следовательно,

$$r_к = \frac{u_к}{i} = \frac{1}{S + \frac{1}{R_к}}.$$

В лампе с переменной крутизной значение S может быть установлено путем изменения напряжения u_1 на управляющей сетке катодного повторителя. Более подробное рассмотрение [Л. 67] показывает, что без особого труда можно получить линейную зависимость частоты генератора от величины напряжения u_1 в достаточно широком диапазоне частот.

В качестве шифраторов частоты следования однополярных импульсов используются релаксационные генераторы различных типов (см. гл. 3—5).

Стабильность частоты в генераторах с LC-контурами и RC-цепями часто не удовлетворяет требованиям, которые предъявляются в ряде систем телеуправления и телеконтроля.

Значительное повышение стабильности частоты ($\alpha_ш = 10^{-4} \div 10^{-5}$) может быть получено путем использования генераторов с электромеханическими, кварцевыми (см. § 14-4), магнитомеханическими и магнитострикционными резонаторами (см. § 14-5).

Как известно, генераторы с кварцевыми резонаторами высокой частоты нашли широкое применение в радиопередающих устройствах для стабилизации их частоты [Л. 29 и 31].

Для создания генераторов низких частот используются кварцевые резонаторы с продольными колебаниями и колебаниями на изгиб.

Схемы и расчет этих генераторов аналогичны схемам и расчету генераторов высокой частоты.

б) Генераторы зуммерного типа с магнитомеханическими резонаторами

Как видно из схемы на рис. 15-18, данный генератор имеет те же составные части, что и фильтр с магнитомеханическим резонатором (рис. 14-53), и отличается от него

лишь тем, что обмотка возбуждения $\mathring{O}B$ получает питание от источника постоянного напряжения через периодически прерывающиеся контакты K.

Допустим, что перья камертона по какой-либо причине начали колебаться.

Так как данный вибратор (камертон) представляет собой резонансную систему с малым затуханием, то колебания перьев камертона происходят по синусоидальному закону (рис. 15-19) с частотой, равной или близкой к частоте собственных колебаний вибратора.

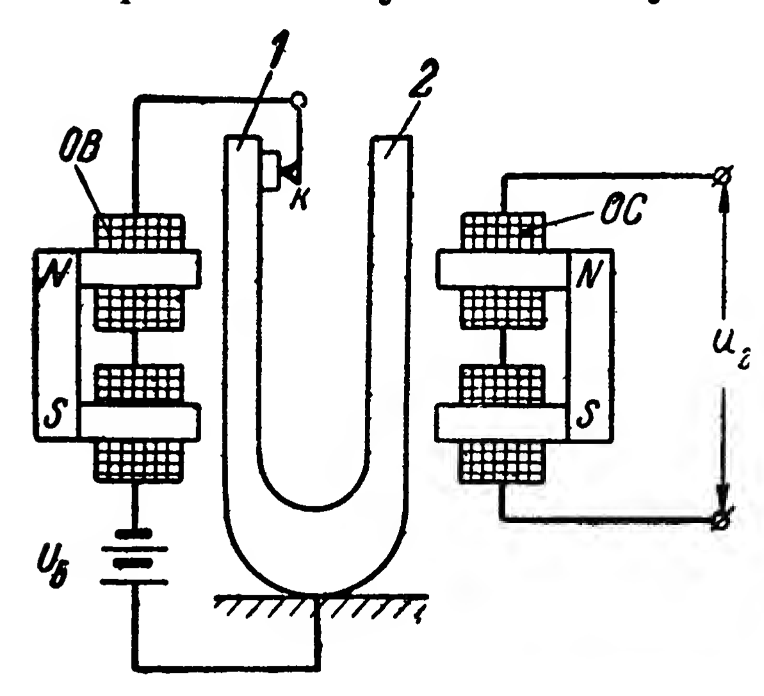


Рис. 15-18. Схема генератора зуммерного типа с магнито-механическим резонатором.

При отклонении контакта пера *1* камертона на величину x_l вправо от момента времени t_1 (рис. 15-19,*в*) до момента времени t_3 контакты K замкнуты, и ток в обмотке возбуждения нарастает от нуля до некоторого значения (величина $x_к$ характеризует начальную установку контактов). С размыканием контактов K в момент t_3 ток в обмотке возбуждения быстро падает до нуля. Скорость этого спадания определяется процессом гашения дуги между контактами.

Будем в дальнейшем в первом приближении полагать, что дуга гаснет мгновенно. С возрастанием в обмотке тока i образуется пропорциональная ему возбуждающая сила $F_в$.

Легко видеть, что от момента времени t_1 до t_2 возбуждающая сила $F_в$ направлена в сторону, противоположную движению вибратора, и, следовательно, тормозит это движение, а от момента t_2 до t_3—в сторону движения и, следовательно, ускоряет его.

Так как ток в обмотке возрастает не сразу, то среднее значение его от момента t_1 до t_2 меньше среднего значения от момента t_2 до t_3: $i'_{ср} < i''_{ср}$. Вследствие этого ускоряющее действие возбуждающей силы от момента t_2 до t_3 проявляется сильнее, чем тормозящее от момента t_1 до t_2. Это создает возможность компенсации активных потерь, связанных с колебанием вибратора, и поддержания незату-

хающих колебаний, т. е. обеспечивает самовозбуждение генератора. При колебании пера 2 камертона в обмотке снятия (*ОС*) наводится синусоидальная э. д. с., так же как это имеет место в рассмотренных выше фильтрах.

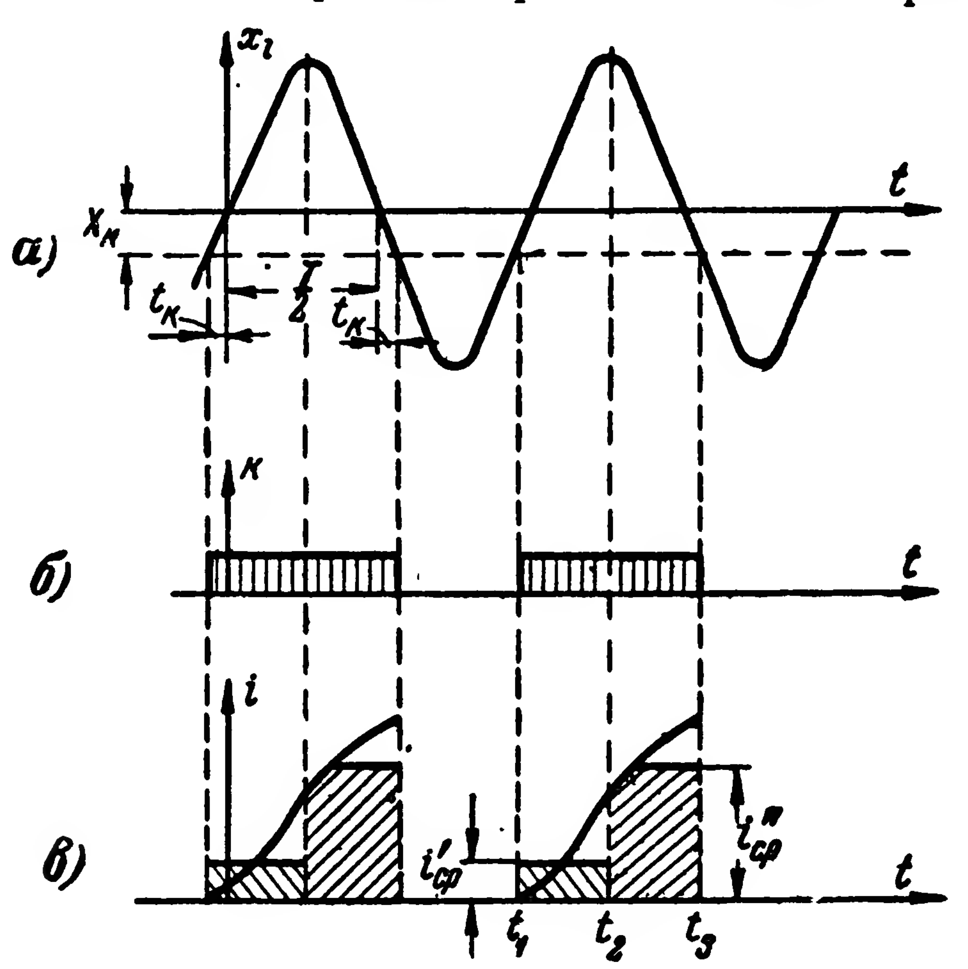


Рис. 15-19. Временные графики работы генератора на рис. 15-18.

Обмотка снятия может располагаться и на тех же сердечниках, что и обмотка возбуждения. Однако в этом случае кривая вторичного напряжения будет искажена присутствием большого числа гармоник. Несинусоидальные периодически следующие друг за другом импульсы могут быть сняты также путем включения последовательно с обмоткой возбуждения активного сопротивления или трансформатора.

Генераторы зуммерного типа часто используются для образования импульсов прямоугольной формы со строго определенной частотой следования.

В этом случае вместо обмотки снятия используются дополнительные контакты.

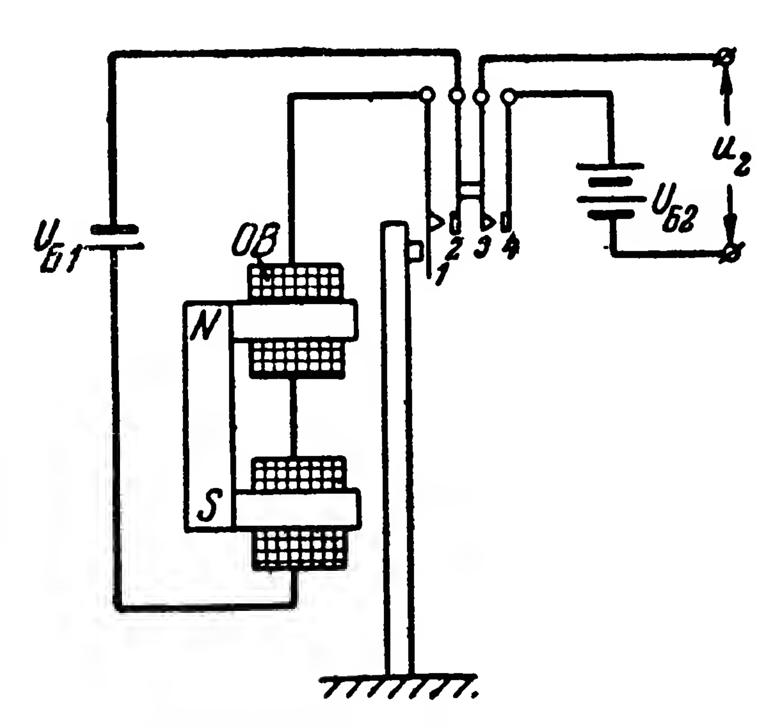


Рис. 15-20. Вариант схемы генератора зуммерного типа с магнитомеханическим резонатором.

Пример такого генератора показан на рис. 15-20. В данном случае в качестве вибратора используется упругий стержень (пластинка). При колебаниях его периодически замыкаются контакты *1*, *2* и *3*, *4*. Контакты *1*, *2* используются для возбуждения генератора, а *3*, *4* — для образования периодических импульсов напряжения u_2 на выходе. При необходимости источники питания $U_{Б1}$ и $U_{Б2}$ могут быть объединены.

в) Ламповые генераторы с магнитомеханическими фильтрами

Ламповые генераторы не содержат контактных органов, что обеспечивает бо́льшую надежность их действия и бо́льшую стабильность по сравнению с генераторами зуммерного типа. Недостатком их являются несколько боль-

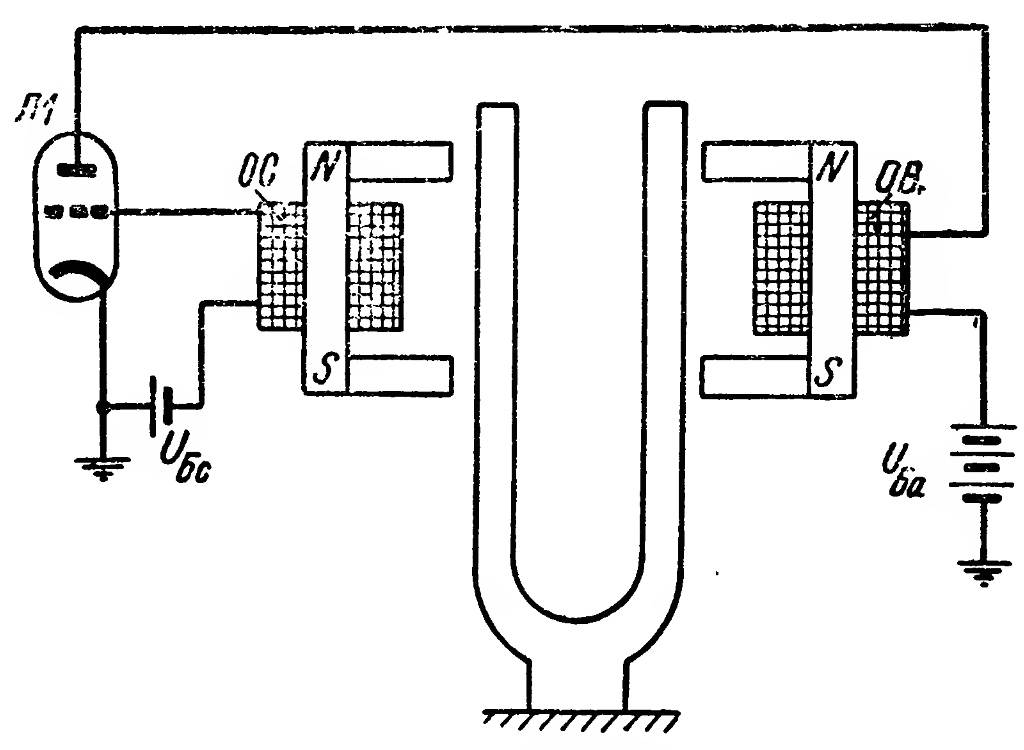


Рис. 15-21. Схема лампового генератора с магнитомеханическим резонатором.

шие сложность и стоимость и необходимость наличия источников питания двух видов: для цепей накала и анода. Этот недостаток в значительной мере может быть устранен применением вместо ламп полупроводниковых триодов.

Схема лампового генератора с камертонным магнитомеханическим фильтром изображена на рис. 15-21. Обмотка возбуждения *ОВ* фильтра включается в анодную цепь, а обмотка снятия *ОС*—в цепь сетки. При колебаниях перьев камертона в *ОС* наводится переменная э. д. с. Эта э. д. с., действуя в цепи сетки лампы, вызывает появление соответствующей переменной составляющей анодного тока. По-

следняя, протекая по обмотке *ОВ,* обусловливает образование возбуждающей силы, которая, воздействуя на камертон, обеспечивает компенсацию всех активных потерь, связанных с колебаниями перьев камертона.

При определенном подборе параметров генератора образуются незатухающие синусоидальные колебания. Напряжение на выход генератора может быть снято с анода лампы либо в анодную цепь генератора может быть включено то или иное дополнительное сопротивление нагрузки.

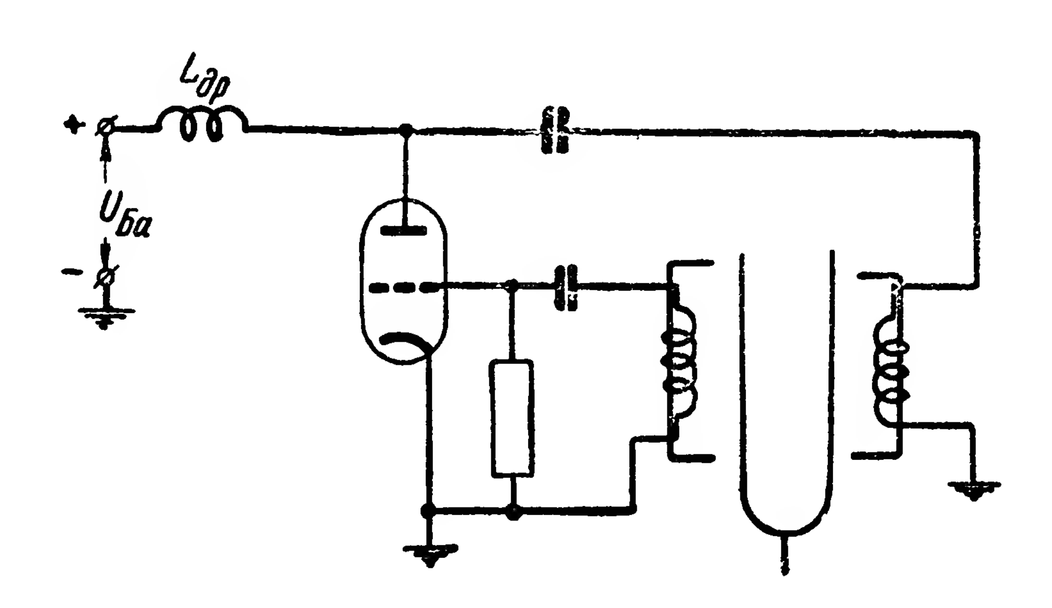


Рис. 15-22. Вариант схемы лампового генератора с магнитомеханическим резонатором.

Напряжение смещения в цепи сетки в данном случае подается от отдельного источника $U_{Бс}$. Возможно также использование схемы с автоматическим смещением. На рис. 15-22 приведен вариант схемы камертонного генератора с автоматическим смещением в цепи сетки. В этом же генераторе используется параллельная схема питания анодной цепи. При последовательной схеме питания анодной цепи постоянная составляющая анодного тока, протекающая по обмотке возбуждения *ОВ,* образует поляризующий поток. Поэтому, при расчете должно быть учтено намагничивание сердечника системы возбуждения постоянной составляющей анодного тока. Изменение постоянной составляющей анодного тока влияет на ряд параметров фильтра, что в конечном счете обусловит некоторое изменение (нестабильность) частоты генератора. Этот недостаток и устраняется в схеме параллельного питания анодной цепи.

На рис. 15-23 изображена эквивалентная схема генера-

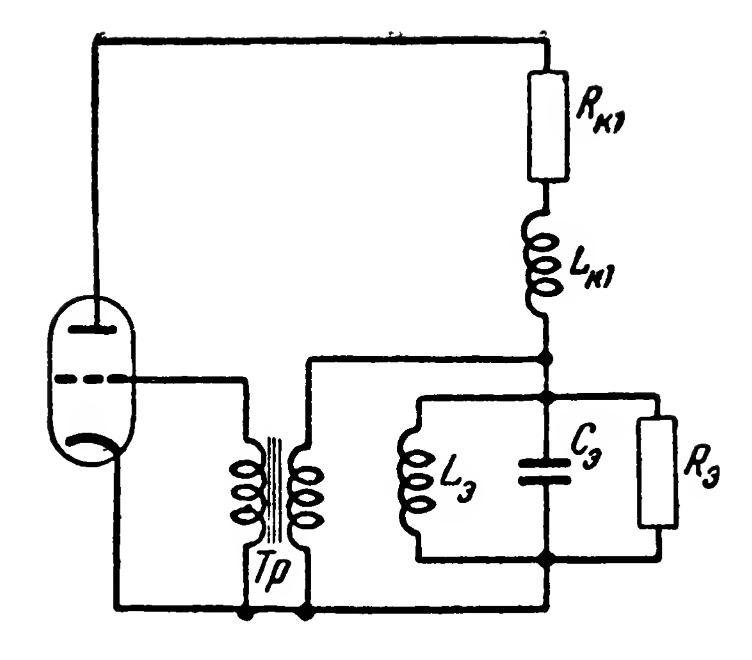


Рис. 15-23. Эквивалентная схема лампового генератора с магнитомеханическим резонатором.

тора для переменной составляющей тока. При этом используется эквивалентная схема фильтра на рис. 14-54.

Данная схема лишь некоторыми деталями отличается от обычных схем ламповых генераторов с индуктивной связью. Высокая добротность эквивалентного контура $L_э$, $C_э$, $R_э$ и стабильность его параметров обеспечивает весьма хорошую стабильность частоты генерируемых колебаний.

г) Генераторы с магнитострикционными резонаторами

Ввиду того что амплитуда колебаний магнитострикционных резонаторов мала и не может обеспечить работу контактных органов, на практике используются лишь ламповые генераторы с магнитострикционными резонаторами; примерная схема такого генератора приведена на рис. 15-24. Аналогичные генераторы могут быть построены и с полупроводниковыми триодами.

Принцип действия магнитострикционного генератора отличается от рассмотренного выше принципа действия лампового камертонного генератора лишь тем, что наведение э. д. с. в обмотке снятия *ОС* при колебании вибратора и возбуждение вибратора анодным током, протекающим по обмотке *ОВ*, происходят за счет использования обратного и прямого магнитострикционного эффектов.

На рис. 15-25 приведена эквивалентная схема генератора для переменных составляющих токов и напряжений.

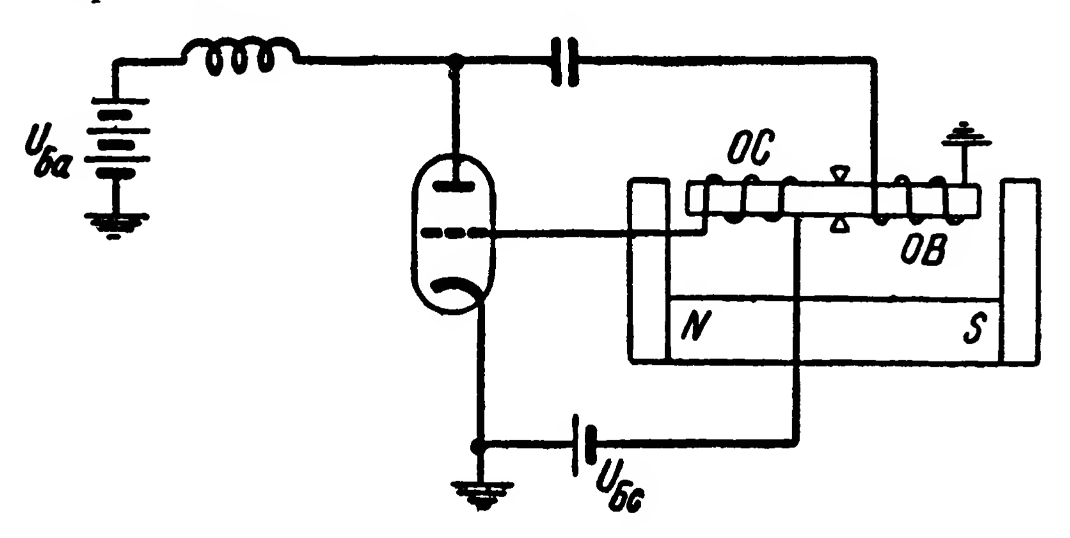


Рис. 15-24. Схема лампового генератора с магнитострикционным резонатором.

При этом используется эквивалентная схема на рис. 14-66 магнитострикционного фильтра.

В соответствии со свойствами магнито-механических и магнитострикционных резонаторов генераторы с магнито-механическими резонаторами делаются для частот 50—5000 *гц*, а с магнитострикционными — для частот 20—60 *кгц*.

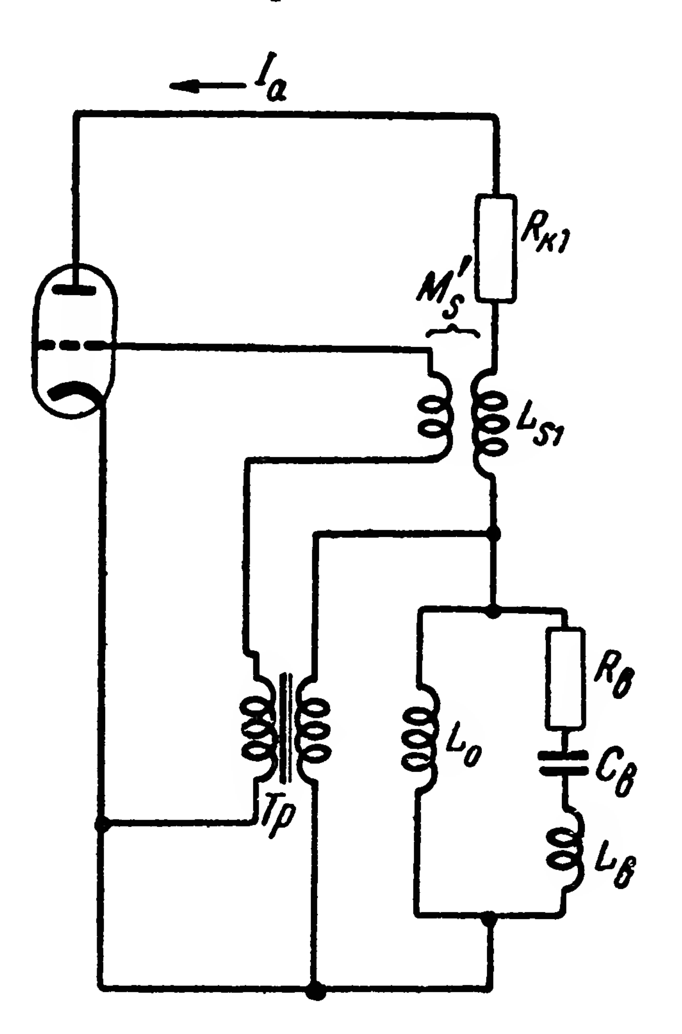


Рис. 15-25. Эквивалентная схема лампового генератора с магнитострикционным резонатором.

д) Частотные шифраторы с преобразователями

Для создания частотных шифраторов с несколькими рабочими значениями частоты в ряде случаев используются преобразователи частоты. В шифраторе частоты с преобразователем используется генератор лишь одной частоты, который может быть хорошо стабилизирован.

На рис. 15-26 приведен пример блок-схемы частотного шифратора с преобразователями. Задачу преобразования в данной схеме выполняют умножители частоты $Ум_1$, $Ум_2$, ..., $Ум_n$.

На выходе этого шифратора могут быть получены колебания с частотой

$$mf_0,\ pf_0 \ldots qf_0,$$

где m, p, q — любые целые числа.

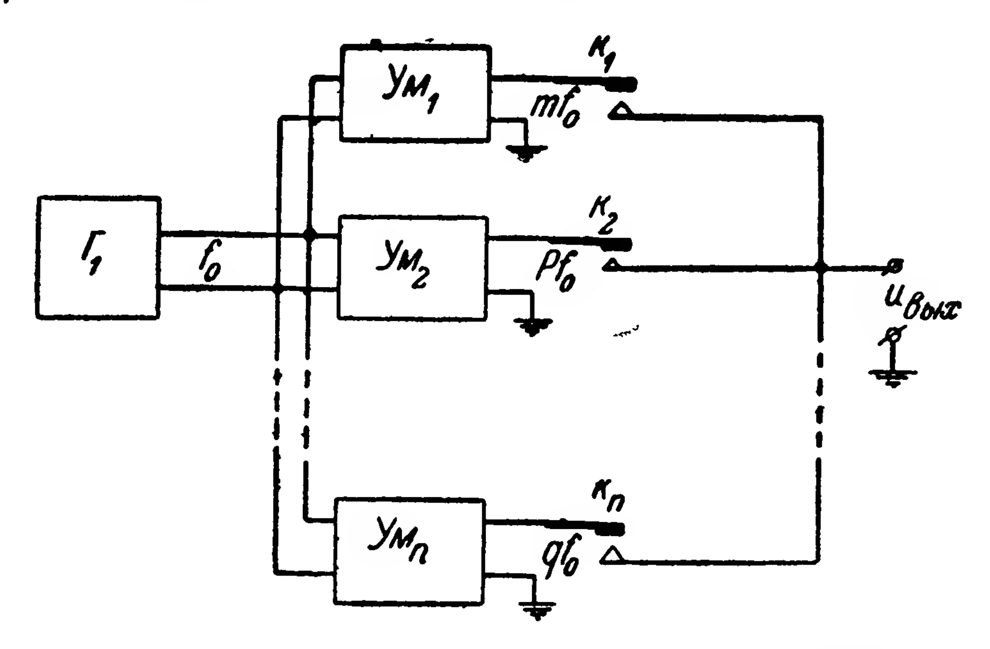


Рис. 15-26. Схема частотного шифратора с умножителями частоты.

Аналогично могут быть построены схемы с использованием делителей частоты. Хорошо работающие схемы делителей частоты получаются на основе преобразователей числа импульсов в амплитуду (см. гл. 16).

На рис. 15-27 изображена блок-схема шифратора, у которого задачу преобразования частоты выполняют искажающее устройство *ИУ* и узкополосные фильтры $Ф_1$, $Ф_2$,..., $Ф_n$.

На вход искажающего устройства подводится синусоидальное напряжение от генератора *Г* с частотой f_0. В ре-

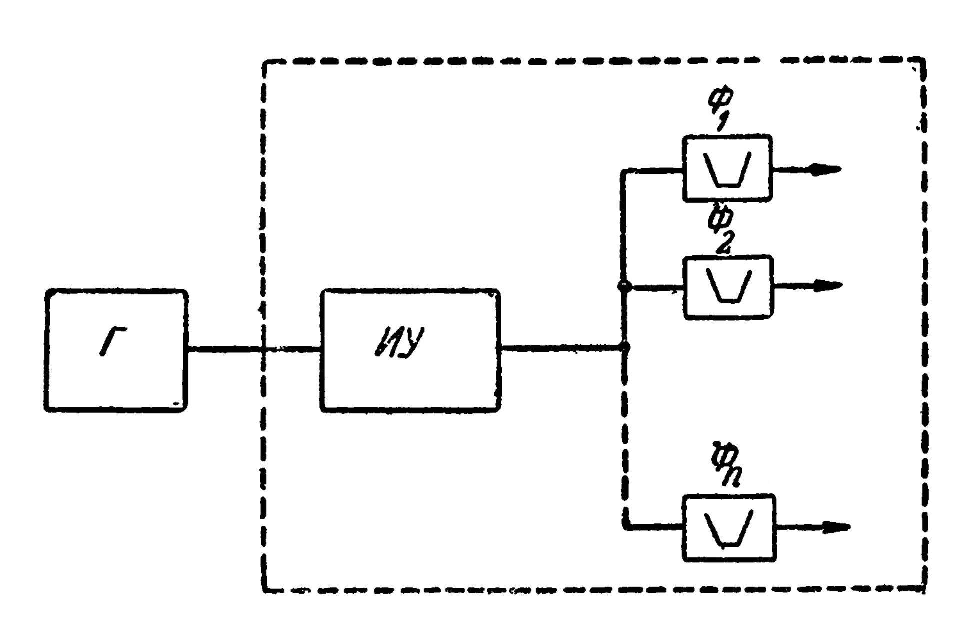


Рис. 15-27. Схема частотного шифратора с искажающим устройством.

зультате действия искажающего устройства на выходе его образуется напряжение с большими амплитудами высших гармоник. Это напряжение подается на вход узкополосных фильтров.

На выходе каждого фильтра практически остается лишь составляющая напряжения той частоты, которая лежит в полосе пропускания этого фильтра.

Таким образом, на выходе шифратора может быть получено напряжение с частотой, кратной частоте f_0 генератора *Г*, т. е.

$$f_k = kf_0,$$

где k — любое целое число.

В качестве искажающего устройства принципиально может использоваться любой нелинейный элемент, однако необходимо выбирать такие элементы и схему искажающего устройства, которые обеспечивают малое уменьшение амплитуды высших гармоник по мере возрастания их номера.

Таким искажающим устройством может быть ламповый усилитель с малым углом отсечки анодного тока. Косинусоидальные импульсы с малым углом отсечки содержат большое число гармоник с кратными частотами.

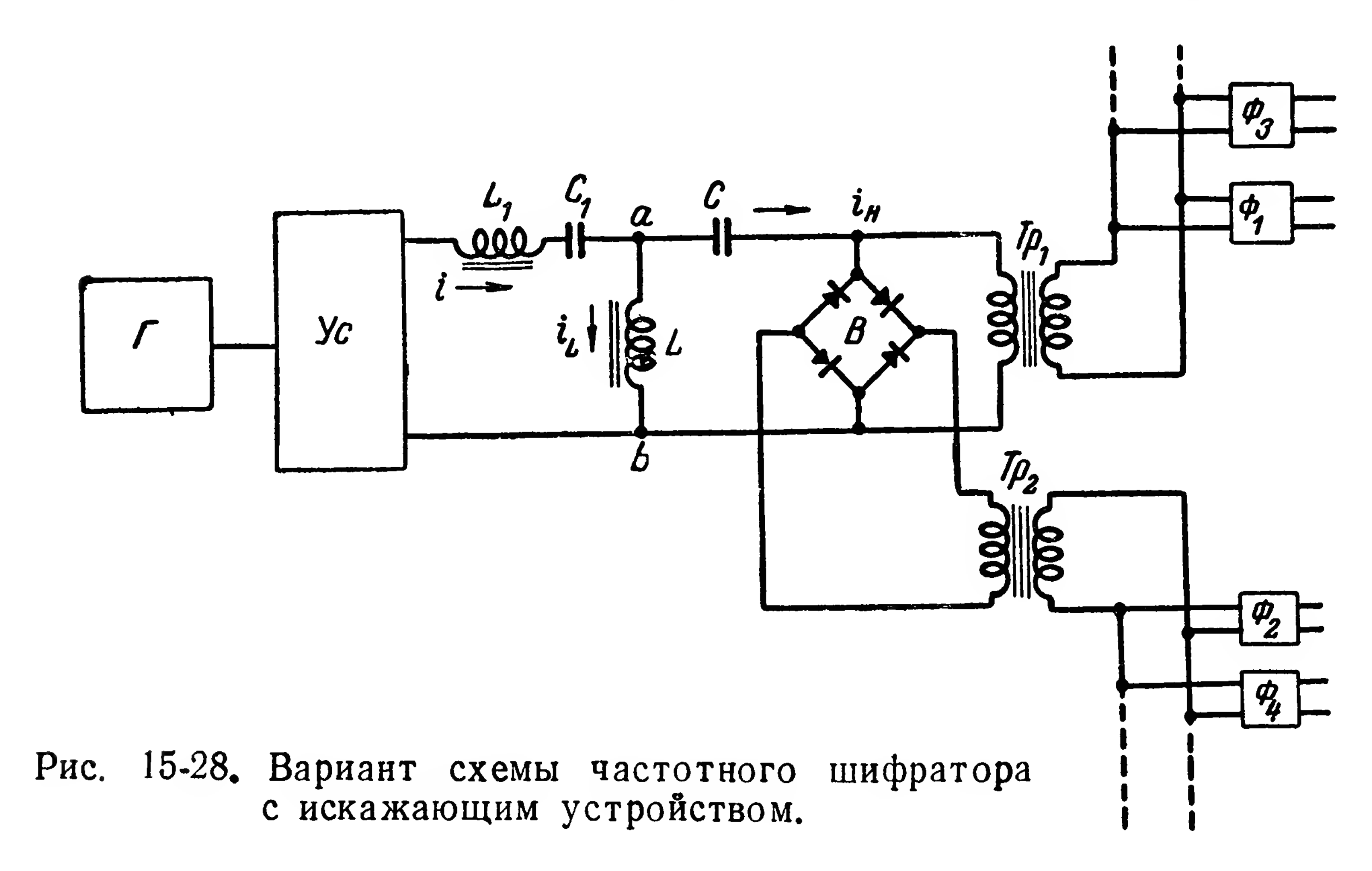


Рис. 15-28. Вариант схемы частотного шифратора с искажающим устройством.

Хорошие результаты дает искажающее устройство, схема которого приведена на рис. 15-28. Оно состоит из легко насыщающегося дросселя L с сердечником из пермаллоя, конденсатора C и выпрямительного мостика B.

На искажающее устройство напряжение подается от генератора $Г$ через усилитель $Ус$ и цепь L_1C_1, резонансная частота которой равна f_0. С искажающего устройства напряжение подается на фильтры с помощью трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$.

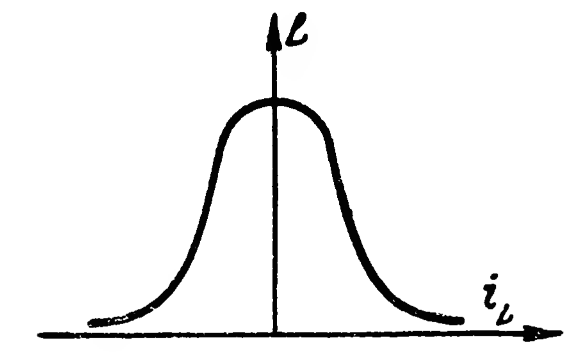


Рис. 15-29. График зависимости индуктивности дросселя искажающего устройства от величины тока в обмотке.

На рис. 15-29 изображена кривая зависимости индуктивности дросселя L от величины тока i_L в нем. При малых токах индуктивность L велика и сопротивление дросселя большое. С увеличением i_L индуктивность быстро падает до весьма малого значения.

Работа дросселя L и конденсатора C в схеме на рис. 15-28 иллюстрируется графиками на рис. 15-30. Пока об-

щий ток i имеет малое значение, ток i_L также мал, сопротивление дросселя велико и почти весь ток i идет на заряд конденсатора C. С увеличением тока i и, следовательно, i_L индуктивность и соответственно сопротивление дросселя L резко падают, так что между точками a и b образуется как бы короткое замыкание. При этом конденсатор C разряжается, образуя кратковременный отрицательный импульс *1*. В следующий полупериод произойдут аналогичные явления, в результате чего образуется кратковременный положительный импульс *2*, и т. д.

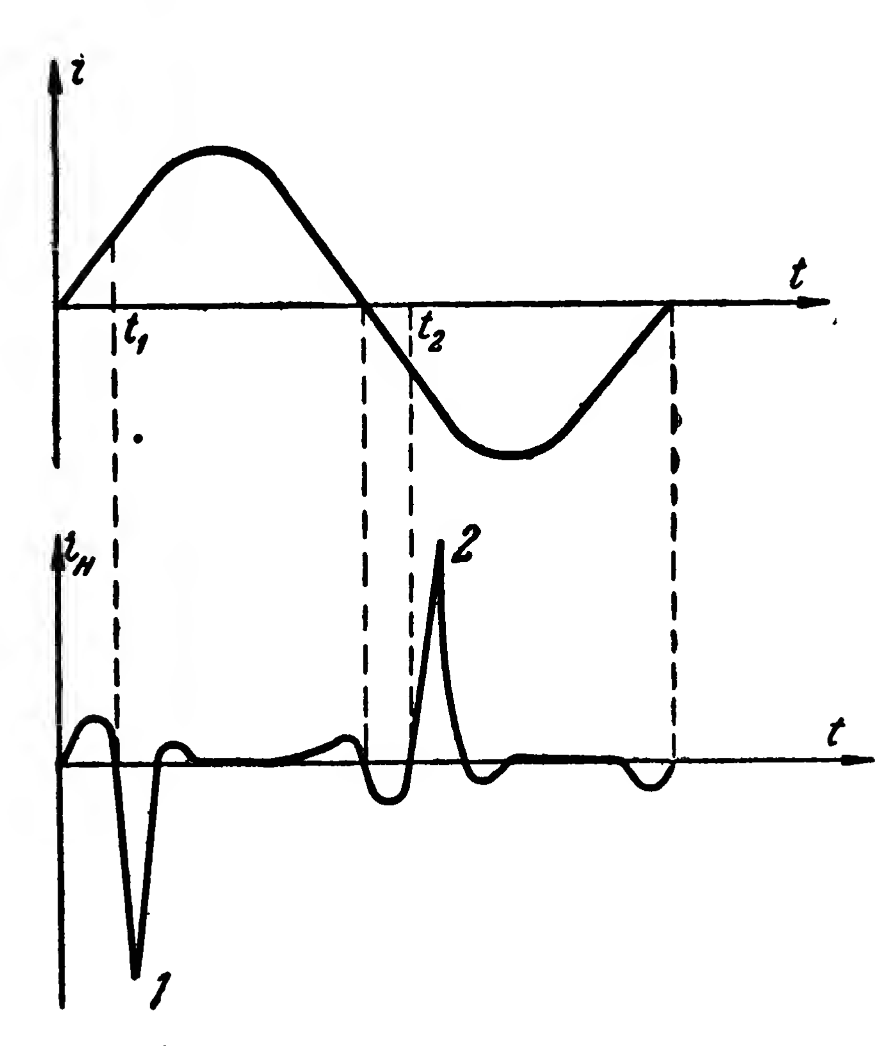


Рис. 15-30. Временные графики токов в схеме на рис. 15-28.

Такие двухполярные остроконечные импульсы содержат большое число нечетных гармоник с медленно убывающей амплитудой. Если эти импульсы выпрямить, то они станут однополярными и будут содержать большое число четных гармоник. Это обстоятельство используется в схеме на рис. 15-28. Часть тока $i_н$ поступает на первичную обмотку трансформатора $Тр_1$, в результате чего на группу фильтров $Ф_1$, $Ф_3$... подается напряжение, содержащее большое число нечетных гармоник.

Другая часть тока $i_н$ подается через выпрямительный мостик $В$ на первичную обмотку трансформатора $Тр_2$, в результате чего на группу фильтров $Ф_2$, $Ф_4$... подается напряжение, содержащее большое число четных гармоник.

Разделение четных и нечетных гармоник на две группы увеличивает в каждой из них разность между двумя частотами соседних гармонических колебаний. Это уменьшает влияние на данный фильтр колебаний с частотами настройки соседних фильтров, что позволяет упростить фильтры.

Описанный шифратор часто называют гармоническим генератором.

Глава шестнадцатая

ДЕШИФРАТОРЫ И ШИФРАТОРЫ ЧИСЛА ИМПУЛЬСОВ

16-1. Дешифраторы числа импульсов с контактными распределителями

а) Общие сведения о дешифраторах числа импульсов

Дешифратор числа импульсов обеспечивает контроль числа импульсов в посылке сигнала сообщения и выбор той или иной выходной цепи в зависимости от этого числа.

На практике используются два типа дешифраторов числа импульсов: с шаговыми распределителями и преобразованием числа импульсов в амплитуду.

Важнейшим параметром, характеризующим работу дешифратора числа импульсов, является разрешающая способность. Последняя обычно характеризуется максимально допустимой частотой следования импульсов контролируемой посылки.

Помимо разрешающей способности, дешифратор числа импульсов, как и остальные дешифраторы признаков посылок, характеризуется рядом других параметров, перечисленных в § 8-1.

б) Составные части и работа дешифратора числа импульсов с шаговым распределителем

Дешифратор числа импульсов с шаговым распределителем, помимо распределителя, содержит элементы контроля прохождения посылки и элементы возврата в исходное положение.

На рис. 16-1 изображена схема, поясняющая работу такого дешифратора.

В исходном положении выходные цепи *I, II...n* отключены от цепи *A*. При подаче на шаговый распределитель первого импульса движения во время действия этого импульса или последующей затем паузы он подключает к цепи *A* выходную цепь *I*, в результате воздействия второго импульса движения к цепи *A* подключается цепь *II*, а цепь *I* отключается и т. д. Таким образом, если на распределитель будет подано *i* импульсов движения, то к цепи *A* будет подключена выходная цепь *i*.

Элементы контроля прохождения посылки работают таким образом, что с начала действия посылки сигнала, состоящей из нескольких импульсов, до ее окончания контакты K_1 разомкнуты.

По окончании контролируемой посылки контакты K_1 замыкаются, и к выбранной выходной цепи i непосредственно или, как показано пунктиром, через контакты K_2 элементов возврата подключается источник питания.

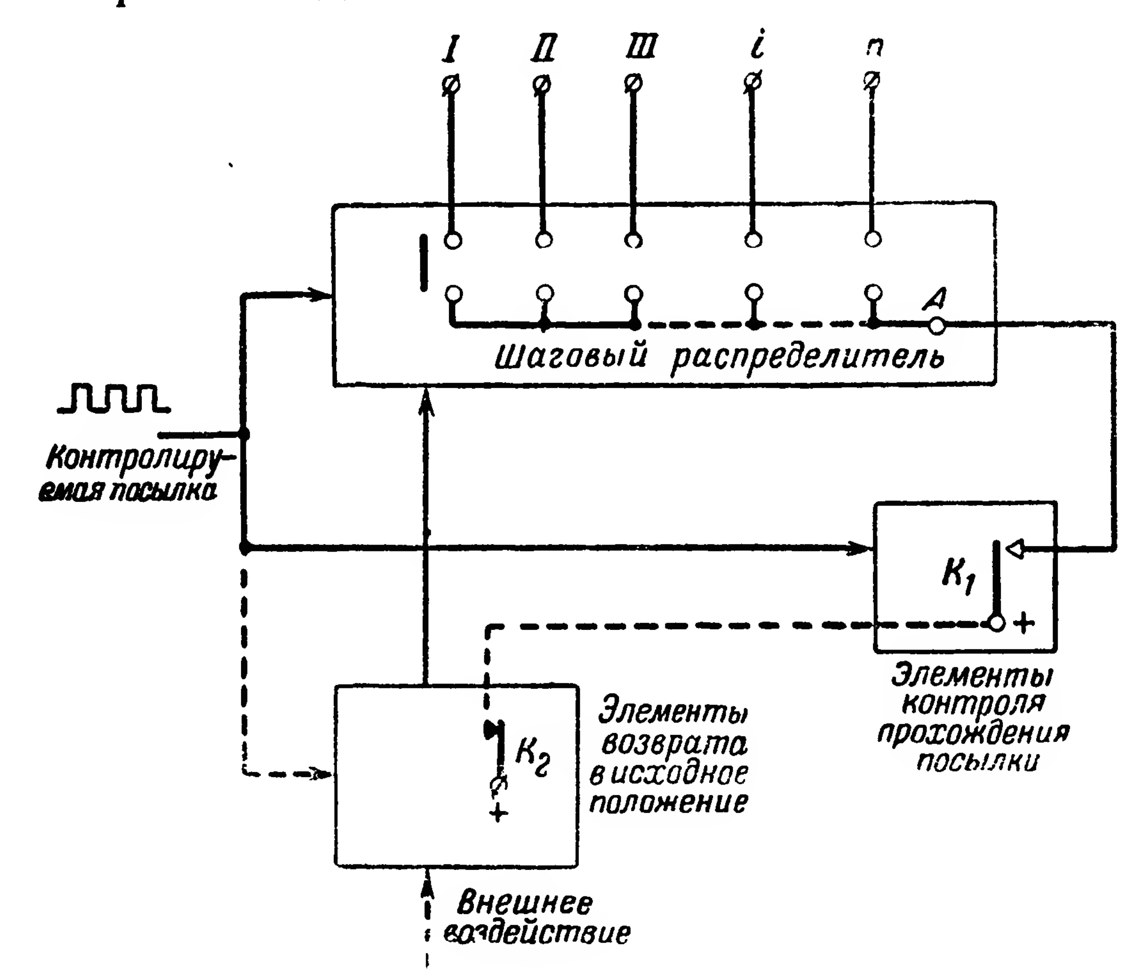


Рис. 16-1. Схема дешифратора числа импульсов с контактным распределителем.

Если бы элементов контроля прохождения посылки не было и источник питания был бы все время подключен к цепи A, то при выборе цепи i во время движения распределителя питание поочередно подключалось бы к цепям I, $II...i$.

Критерием окончания контролируемой посылки является обычно длительность наступающей паузы. В соответствии с этим задачу элементов контроля прохождения посылки может выполнять тот или иной дешифратор длительности паузы с односторонним контролем снизу (см. гл. 11).

Элементы возврата в исходное положение обеспечивавают возврат распределителя в исходное положение после воздействия дешифратора на выбранную выходную цепь в течение необходимого отрезка времени.

Элементы возврата могут работать автоматически или при специальном воздействии на них.

В первом случае элементы возврата приводят распределитель в исходное положение через некоторый отрезок времени после начала или окончания приема контролируемой посылки.

Во втором случае они приводят распределитель в исходное положение при получении соответствующего внешнего воздействия, которое может быть оказано либо со стороны других элементов декодирующего устройства, либо со стороны системы автоматизации.

Если при возврате распределителя в исходное положение происходит поочередное подключение к цепи A выходных цепей $i+1$, $i+2...n$, как это имеет место, например, в обычном электромагнитном шаговом распределителе, то элементы возврата, размыкая контакты K_2, предотвращают подключение питания к этим выходным цепям.

В описанной схеме дешифратора числа импульсов могут применяться как аппаратурные [Л. 73], так и схемные (см. гл. 13) контактные распределители.

в) Элементы контроля прохождения посылки и возврата в исходное положение

В дешифраторах числа импульсов с контактными распределителями в качестве элементов контроля прохождения посылки чаще всего применяются реле с замедлением на отпускание или срабатывание.

На рис. 16-2 представлена схема контроля прохождения посылки с использованием электромагнитного реле K, замедленного на отпускание.

Рис. 16-2. Схема элемента контроля прохождения посылки с электромагнитными реле.

В данной схеме $П$ — входное реле, воспринимающее импульсы сигнала сообщения.

Временные параметры реле K выбираются таким образом, что

$$\left.\begin{aligned} t_{\text{ср К}} &< t_{\text{р.П}}; \\ t_{\text{от.К}} &> t_{\text{п.П}}, \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}1)$$

где $t_{\text{ср.К}}$ и $t_{\text{от.К}}$ — времена срабатывания и отпускания реле K; $t_{\text{р.П}}$ и $t_{\text{п П}}$ — длительности замыкания и размыкания

контактов *1*, *2* реле *П* при подаче на него импульсов сигнала (длительность пребывания реле *П* в рабочем положении и в положении покоя).

При выполнении условий (16-1) с подачей первого импульса реле *К* срабатывает и, разомкнув свои контакты *1, 2,* отключает питание от цепи *А*.

С окончанием подачи импульсов на входное реле *П* реле *К* отпустит, замкнет свои контакты *1, 2* и тем самым будет подключено питание к цепи *А*, а следовательно, и к выходной цепи, выбранной распределителем.

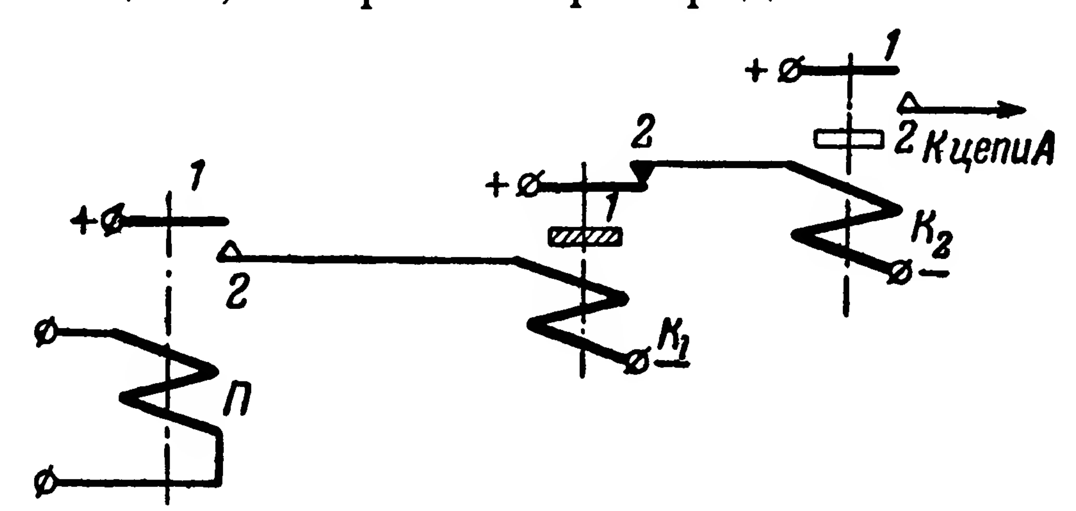


Рис. 16-3. Вариант схемы элемента контроля прохождения посылки с электромагнитными реле.

На рис. 16-3 приведена схема контроля прохождения посылки с двумя электромагнитными реле: $К_1$ и $К_2$. При этом реле $К_1$ имеет замедление на отпускание, а $К_2$ — на срабатывание.

Легко убедиться в том, что для нормальной работы схемы в этом случае требуется соблюдение условий

$$t_{ср.К_1} < t_{р.П};$$

$$t_{от.К_1} + t_{ср.К_2} - t_{ср.К_1} > t_{п.П}.$$

Такая схема может быть полезна, если, например, длительность паузы сравнительно велика и обеспечить выполнение второго неравенства (16-1) трудно.

Можно, конечно, в схеме контроля прохождения импульса использовать и другие различители длительности посылок (см. гл. 11).

При использовании электромагнитных шаговых распределителей прямого или обратного хода элементы возврата в исходное положение должны обеспечивать периодическую подачу на электромагнит распределителя импульсов движения и прекращение этой подачи, когда щетки устанавливаются на нулевую ламель.

Для подачи на электромагнит распределителя импульсов движения обычно используются либо отдельный релейный генератор импульсов, либо головные контакты распределителя с помощью которых электромагнит его ставится в режим однорелейного генератора импульсов.

Для прекращения работы генератора импульсов с установкой щеток на нулевую ламель в цепь его питания включается сплошной (или перепаянный) ряд распределителя, который в нулевом положении щеток прерывается.

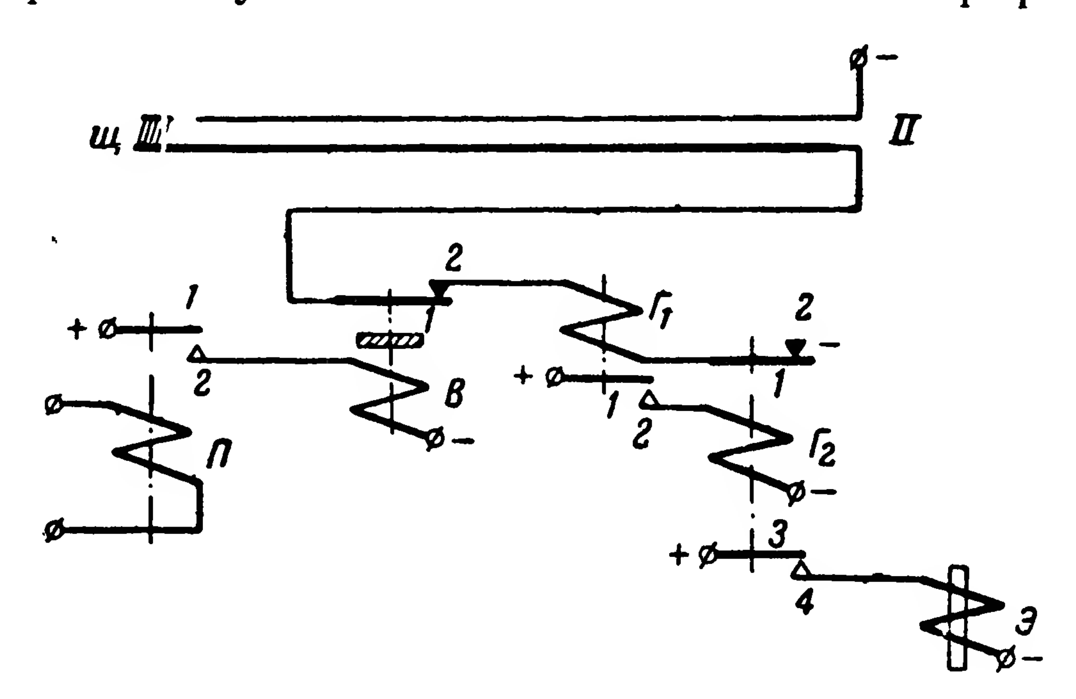


Рис. 16-4. Схема, обеспечивающая автоматический возврат распределителя в исходное положение.

Если устройство возврата работает автоматически, то возврат схемы в исходное положение чаще всего производится по истечении некоторого отрезка времени, определяющего длительность включения выбранной исполнительной цепи. В этом случае в схеме возврата распределителя в исходное положение должен содержаться какой-либо элемент, задающий длительность отрезка времени от момента окончания подачи импульсов сигнала или момента подключения питания к выбранной выходной цепи до момента начала возврата распределителя в исходное положение. Рассмотрим простейшие элементы возврата с электромагнитными реле.

На рис. 16-4 представлен пример схемы, обеспечивающей автоматический возврат распределителя в исходное положение. В данной схеме используются:

$Г_1$ и $Г_2$ — реле, образующие двухрелейный генератор импульсов;

II — сплошной ряд распределителя;

Э — электромагнит распределителя;

B — реле, определяющее длительность включения исполнительной цепи;

$П$ — входное реле.

Временные параметры реле B выбираются таким образом, чтобы соблюдались условия

$$t_{\text{ср.В}} < t_{\text{р.П}};$$

$$t_{\text{от.В}} > t_{\text{п.П}}.$$

С подачей на входное реле первого импульса реле B срабатывает и остается в рабочем положении до окончания приема всей посылки. Контакты *1, 2 B* разрывают при этом цепь питания генератора импульсов.

С окончанием посылки реле B через некоторое время отпустит и замкнет свои контакты *1, 2*. Это обусловит начало работы генератора импульсов. С установкой щеток на нулевую ламель генератор импульсов работу прекратит, так как цепь питания реле $Г_1$ будет разорвана контактным полем распределителя. Очевидно, что время отпускания реле B ($t_{\text{от.В}}$) в данном случае должно быть согласовано с работой элементов контроля прохождения посылки и требуемой длительностью подключения питания к выбранной выходной цепи. Для увеличения этого времени могут быть использованы последовательное включение нескольких замедленных реле или специальные реле с большим временем отпускания или срабатывания.

Если схема возврата работает при внешнем воздействии на нее, то она может содержать элемент, срабатывающий от специального импульса возврата и обеспечивающий запуск генератора импульсов.

При использовании схемных релейно-контактных распределителей возврат их в исходное положение производится отключением питания от реле счетчиков.

г) Примеры схем дешифраторов числа импульсов с электромагнитным шаговым распределителем

На рис. 16-5 изображена схема дешифратора числа импульсов с электромагнитным распределителем и автоматическим возвратом щеток в исходное положение.

В данной схеме используется двухрядный электромагнитный распределитель обратного хода.

Схема контроля прохождения посылки в данном примере собрана согласно рис. 16-2, а схема возврата — согласно рис. 16-4.

Рассмотрим работу схемы на рис. 16-5 в случае, когда контролируемая посылка содержит три импульса. Работа схемы поясняется также временны́ми графиками на рис. 16-6.

С подачей первого импульса срабатывает реле *П* и замыкает свои контакты *1, 2,* благодаря чему получают пи-

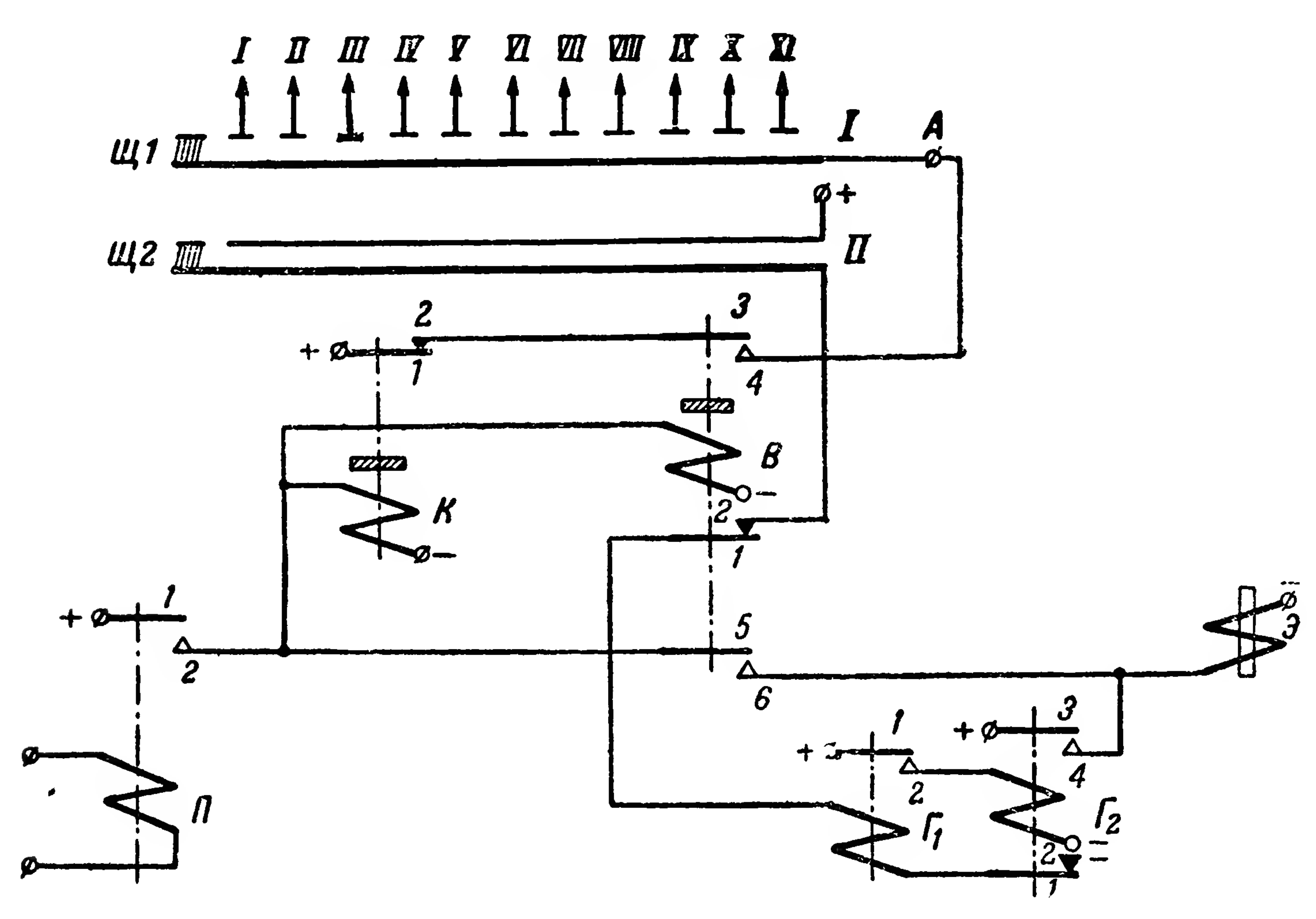


Рис. 16-5. Пример схемы дешифратора числа импульсов с электромагнитным шаговым распределителем.

тание и срабатывают реле *К* и *В*. Со срабатыванием реле *К* его контактами *1, 2* отключается питание от выходных цепей *I—XI*. Со срабатыванием реле *В* его контактами *1, 2* разрывается цепь питания генератора импульсов движения (реле $Г_1$). Контакты *3, 4 В* замыкаются и подготавливают включение питания выходных цепей. Контакты *5, 6 В* замыкаются, и тем самым образуется цепь питания электромагнита (+)—*1,2П — 5,6В — Э* — (—). Электромагнит *Э* срабатывает.

С наступлением первой паузы реле *П* отпускает, контакты *1;2 П* размыкаются и отключают питание от реле *К*, *В* и электромагнита *Э*.

Однако $t_{от.К} > t_{п.П}$ и $t_{от.В} > t_{п.П}$, и потому эти реле остаются в рабочем положении. Электромагнит *Э* отпу-

скает, и щетки распределителя переводятся на первую ламель.

С подачей второго импульса вновь срабатывает реле *П*. Контакты *1,2 П* замыкаются, и тем самым подается питание к обмоткам реле *К, В* и электромагниту *Э*. Реле *К* и *В* остаются в рабочем положении, а электромагнит *Э* срабатывает. Во вторую паузу схема работает так же, как и в первую, а при подаче третьего импульса схема работает так же, как и при подаче второго.

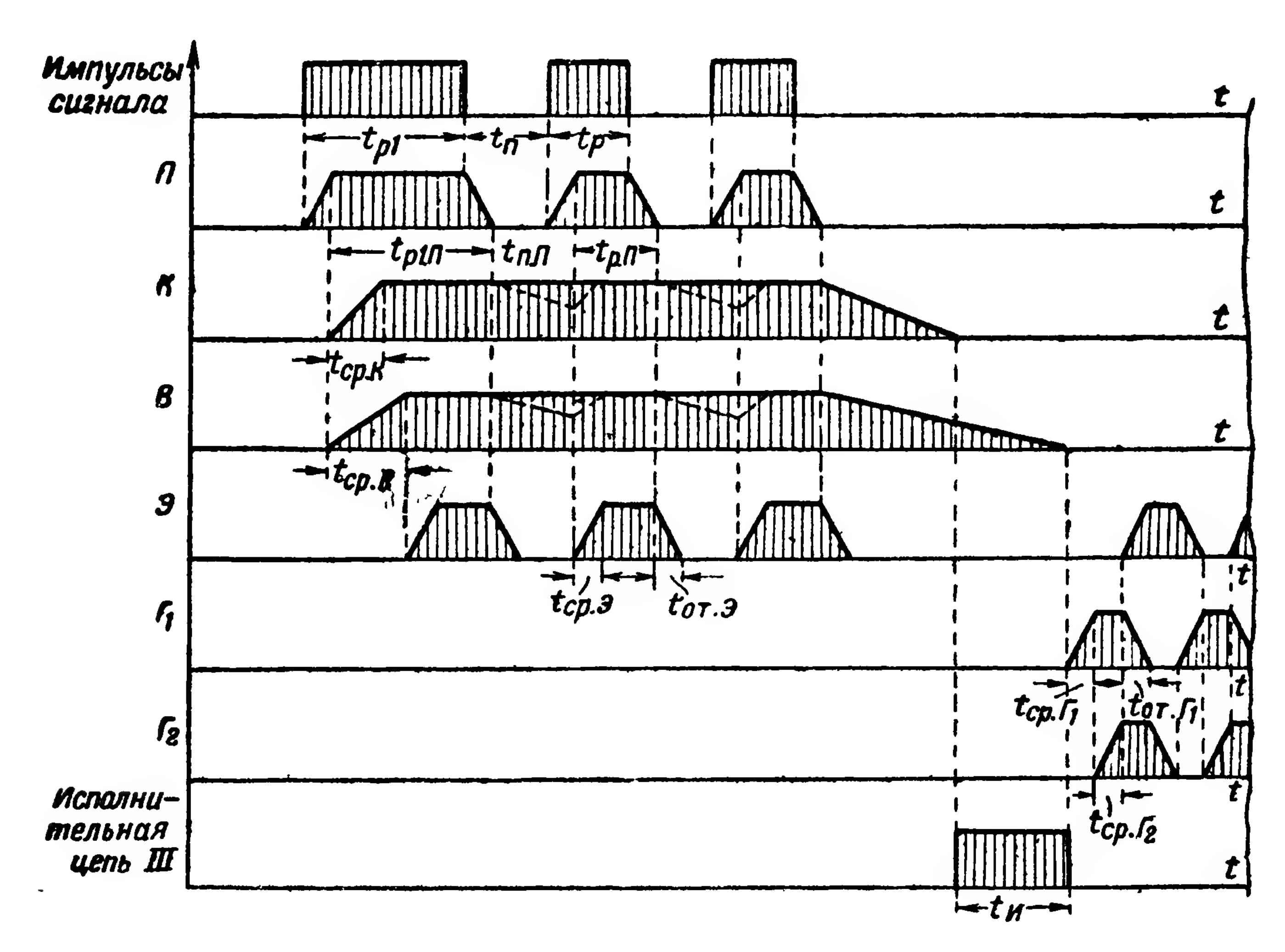


Рис. 16-6. Временной график работы схемы на рис.

С окончанием третьего импульса вначале схема работает так же, как и с наступлением кратковременной паузы, т. е. отпускает реле *П*, контакты *1,2 П* размыкаются и лишают питания реле *К* и *В* и электромагнит *Э*. Последний отпускает, и щетки переводятся на третью ламель.

Так как импульсы больше не подаются, т. е. наступает длительная пауза, то через некоторое время отпускает реле *К*. Реле *В* выбирается таким, что время отпускания его было больше, чем время отпускания реле *К*, т. е. $t_{\text{от.В}} > t_{\text{от.К}}$.

С отпусканием реле *К* контакты *1,2* его замыкаются и подключают питание к выбранной выходной цепи (+)— 1,2 *К*—*3,4В* — щетка *Щ*$_1$ распределителя — ламель *3* — выходная цепь *III*.

Через некоторое время реле *В* также отпускает; при этом контакты *3,4 В* размыкаются и отключают питание от выходных цепей, контакты *5, 6 В* размыкаются и отключают реле *П* от электромагнита. Контакты *1,2 В* замыкаются и подключают питание к генератору импульсов.

Реле $Г_1$ получает питание по цепи (+)—сплошная ламель ряда *II* распределителя — щетка $Щ_2$—*2,1В*—$Г_1$—*1,2*$Г_2$—(—). Реле $Г_1$, получив питание, срабатывает. Контакты *1,2*$Г_1$ замыкаются и включают питание реле $Г_2$.

Далее, реле $Г_1$ и $Г_2$ начинают работать как двухрелейный генератор импульсов. При каждом срабатывании реле $Г_2$ замыкаются его контакты *3,4*; тем самым подается питание электромагниту *Э*, и он срабатывает. С отпусканием реле $Г_2$ электромагнит *Э* лишается питания, отпускает, и щетки распределителя передвигаются на следующую ламель. С установкой щетки $Щ_2$ в исходное положение цепь питания генератора импульсов разрывается, генератор прекращает работу, и вся схема приходит в исходное положение.

Из описания и временно́го графика на рис. 16-6 можно видеть, что для нормальной работы схемы временны́е параметры ее должны удовлетворять следующим требованиям:

Для обеспечения работы входного реле должны соблюдаться условия

$$t_{ср.П} > t_р;$$

$$t_{от.П} < t_п,$$

где $t_р$ и $t_п$ — длительности импульсов сигнала сообщения и пауз между ними.

Для обеспечения нормальной работы схемы при подаче первого импульса

$$t_{ср.К} < t_{р.1.П};$$

$$t_{ср.В} + t_{ср.Э} < t_{р1П},$$

где $t_{р1П}$ — длительность замыкания контактов реле *П* при приеме первого импульса.

Для обеспечения нормальной работы схемы в паузу между двумя импульсами

$$t_{от.К} > t_{п.П};$$

$$t_{от.В} > t_{п.П},$$

где $t_{п\,П}$ — длительность размыкания контактов реле *П* в паузу.

Для обеспечения нормальной работы распределителя при приеме второго и последующих импульсов

$$t_{ср.Э} < t_{р.П};$$

$$t_{от.Э} < t_{п.П}.$$

Временные параметры входного реле *П* и электромагнита *Э*, работающих в импульсно-периодическом режиме, более точно могут быть согласованы с длительностью подаваемых на них импульсов и пауз путем построения соответствующих мишеней [Л. 73].

Схема может работать и с распределителем прямого хода. В этом случае необходимо, чтобы к моменту перехода щеток на первую ламель источник питания был отключен от цепи *А*. Этого можно добиться, например, путем выбора временных параметров реле такими, чтобы выполнялось неравенство

$$t_{ср.К} < t_{ср.В} + t_{ср.Э}.$$

На рис. 16-7 приведен пример схемы дешифратора с возвратом в исходное положение при подаче на него специальных импульсов возврата.

В данной схеме выбор выходных цепей *I—VI* происходит, если контролируемая посылка содержит соответственно 2, 3, 6, 7, 10 и 11 импульсов.

В дешифраторе используется электромагнитный распределитель (прямого или обратного хода). Элементом контроля прохождения посылки является реле *К*, а элементом возврата—реле *В*.

Для образования импульсов движения при возврате распределителя в исходное положение обмотка электромагнита *Э* включается последовательно с размыкающими контактами *1,2* головной группы; тем самым образуется схема однорелейного генератора импульсов. При подаче импульса возврата реле *В* срабатывает, размыкает свои контакты

1, 2 и замыкает контакты *3, 4*. С замыканием контактов *3, 4* образуется цепь питания обмотки электромагнита через контакты *1, 2* головной группы. С установкой щеток $Щ_2$ на

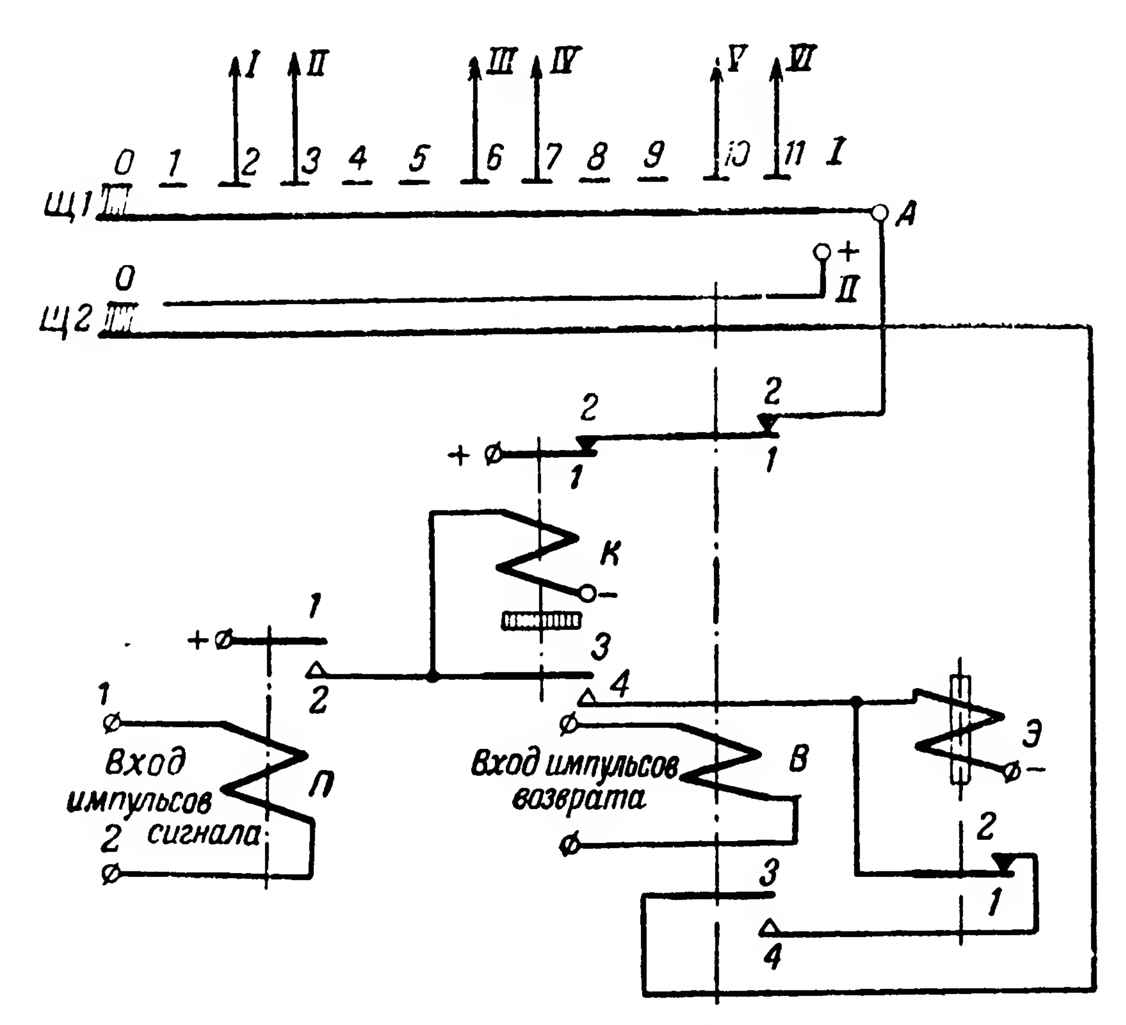


Рис. 16-7. Вариант схемы дешифратора числа импульсов с электромагнитным шаговым распределителем.

ламель *0* эта цепь обрывается и движение распределителя прекращается.

Длительность импульса возврата должна быть больше времени возврата распределителя в исходное положение.

д) Пример схемы дешифратора числа импульсов с контактным релейным распределителем

На рис. 16-8 изображена принципиальная схема дешифратора с контактным релейным распределителем и возвратом в исходное положение при подаче специальных импульсов.

Дешифратор обеспечивает выбор выходных цепей *I—III*. Рабочими значениями являются импульсы *2, 3* и *4*.

Схема состоит из входного реле *П*, контактного релейного распределителя с разделяющим (переключающим) реле $Р_п$ и счетными реле $С_1$, $С_2$, $С_3$ и $С_4$, реле *К*, выполняющего задачу элемента контроля прохождения посылки, и реле *В*,

выполняющего задачу элемента возврата в исходное положение.

Работа такого шагового распределителя рассмотрена выше (см. рис. 13-16).

В исходном состоянии все реле находятся в положении покоя. При приеме первого импульса срабатывает реле *П*. Его контакты *1*, *3* подключают питание к обмоткам реле *К* и C_1. Реле *К*, срабатывая своими контактами *1*, *2*, отключает источник питания от цепи *А*.

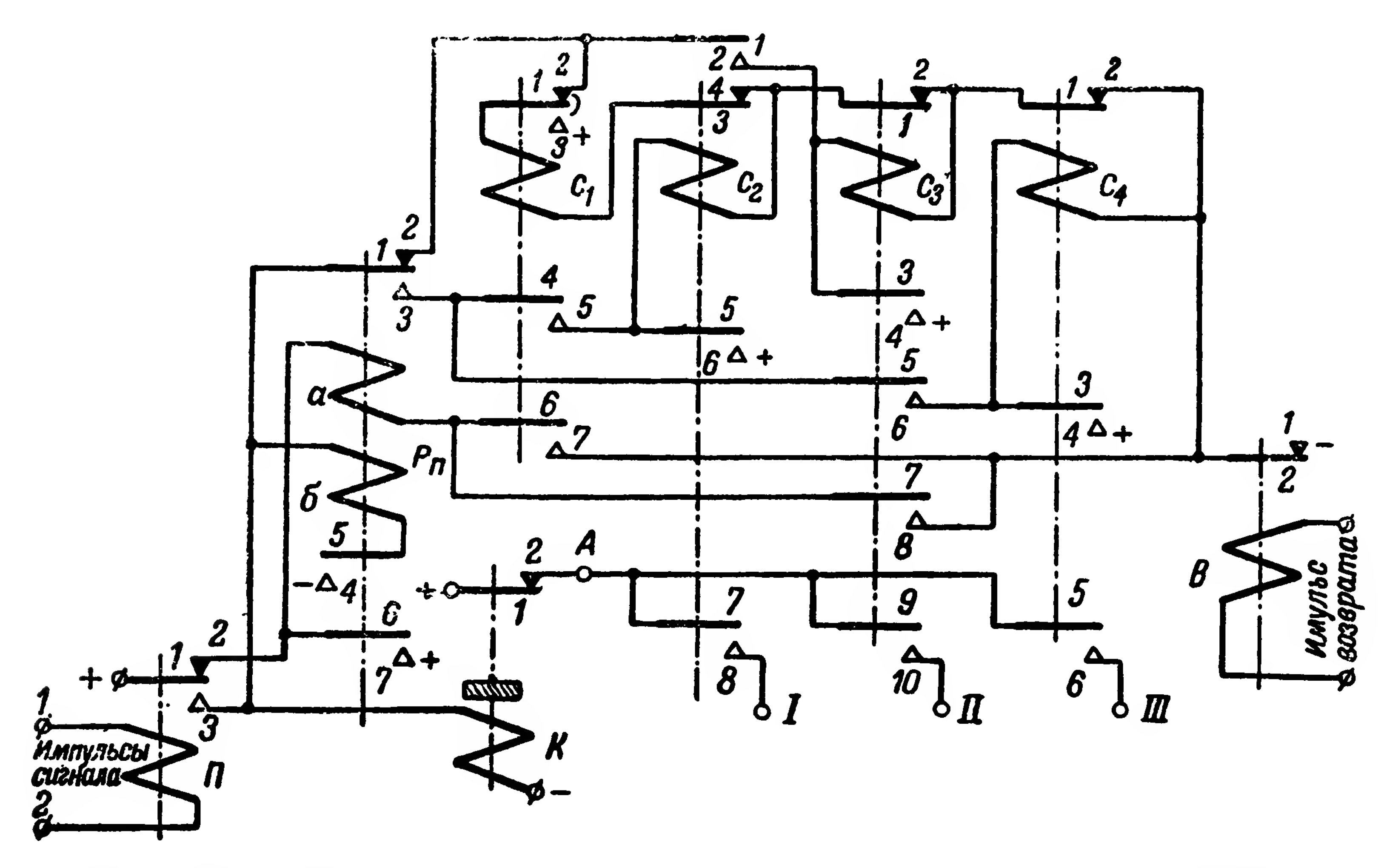


Рис. 16-8. Пример схемы дешифратора числа импульсов с контактным релейным распределителем.

Временные параметры реле *К* выбираются такими, чтобы они удовлетворяли условиям (16-1).

Реле C_1, срабатывая, фиксирует приход первого импульса. При приеме последующих импульсов посылки релейный распределитель работает, как обычно (см. § 13-2,*г*). С окончанием контролируемой посылки реле *К* отпускает и подключает питание к выбранной выходной цепи.

Напряжение импульса возврата подключается к обмотке реле *В*, которое, срабатывая, разрывает контакты *1*, *2*, и отключает минус источника питания от всех реле распределителя, и последний возвращается в исходное положение.

16-2. Дешифраторы числа импульсов с неконтактными распределителями

а) Составные части и работа дешифратора

Метод построения дешифраторов числа импульсов с неконтактными шаговыми распределителями иллюстрируется схемой на рис. 16-9.

Шаговый распределитель в соответствии с поступившим на его вход числом импульсов поочередно оказывает воздействие на суммирующие элементы Σ_1, Σ_2... Эти же импульсы воздействуют на элементы контроля прохождения посылки, которые в свою очередь оказывают запрещающее воздействие на суммирующие элементы, в результате чего действие шагового распределителя на эти элементы не дает какого-либо эффекта в выходных цепях *I*, *II*...

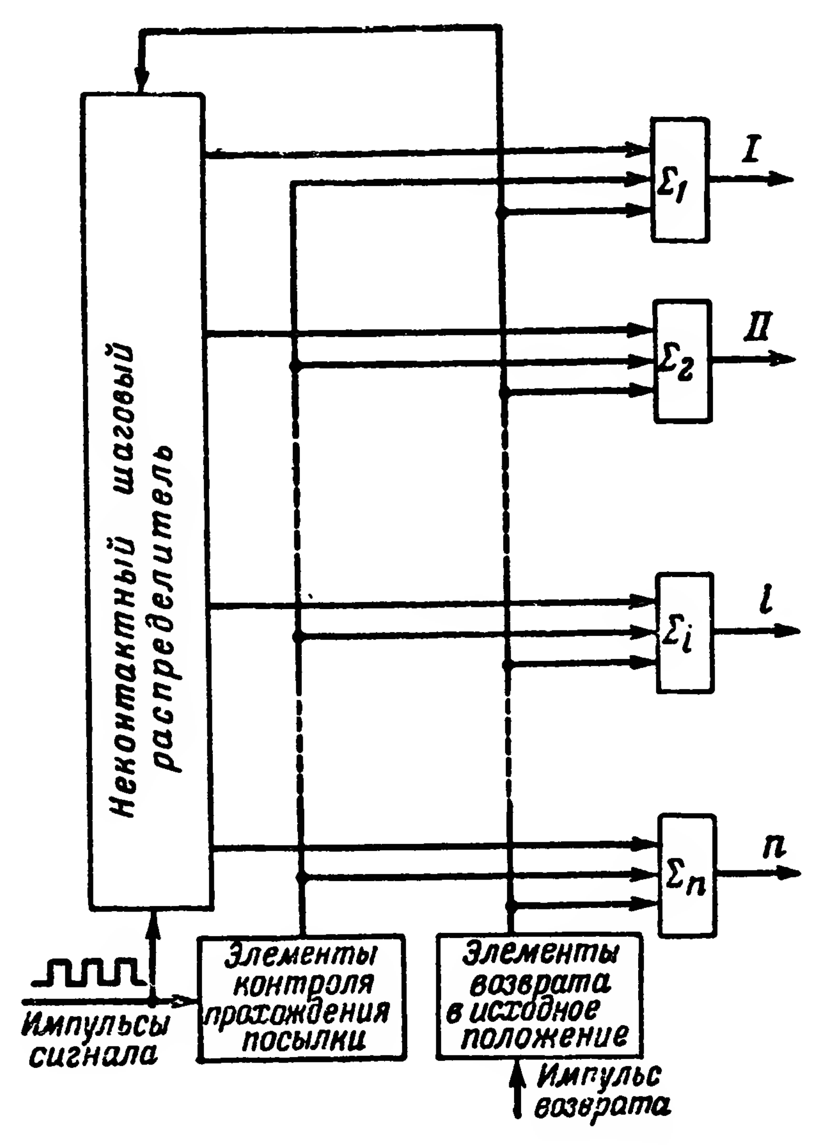


Рис. 16-9. Функциональная схема дешифратора числа импульсов с неконтактным распределителем.

С окончанием подачи некоторого числа импульсов на вход шагового распределителя через определенное время (большее длительности нормальной паузы) положение элементов контроля прохождения посылки изменяется так, что они оказывают разрешающее (стробирующее) воздействие на все суммирующие элементы. При этом необходимый эффект (импульс) образуется на выходе того суммирующего элемента, на который одновременно воздействует шаговый распределитель в результате отсчета числа импульсов, поступивших на вход схемы.

Длительность импульса в выходной цепи определяется действием элементов возврата, которые, работая либо автоматически, либо под действием специальных импульсов, обеспечивают возврат всей схемы в исходное положение.

Ниже мы рассмотрим элементы схем и примеры построения дешифраторов числа импульсов с тиратронами и электронными лампами.

Аналогичные дешифраторы числа импульсов могут быть построены и с другими неконтактными шаговыми распределителями (см. гл. 13).

В соответствии со свойствами неконтактных шаговых распределителей (см. § 13-3,*а*) дешифраторы числа импульсов с этими распределителями могут обладать весьма высокой разрешающей способностью и большой надежностью в работе.

б) Элементы контроля прохождения посылки и возврата в исходное положение, собранные на тиратронах

Исходя из основного назначения элементов контроля прохождения посылки, для построения соответствующей неконтактной схемы могут быть сформулированы следующие требования:

1. С началом воздействия первого импульса напряжение (или ток) на выходе схемы контроля длительности посылки должно измениться скачком.

2. С наступлением первой паузы и последующих импульсов и пауз напряжение на выходе схемы должно оставаться неизменным.

3. С окончанием поступления на схему отсчитываемых импульсов напряжение (или ток) на выходе должно вновь измениться скачком (принять первоначальное значение).

Указанным требованиям могут удовлетворить различные схемы неконтактных дешифраторов длительности пауз с односторонним контролем снизу (см. гл. 11). На рис. 16-10 изображена одна из таких схем с тиратронами, состоящая из двух основных частей: одновибратора, собранного на тиратроне $T_{п1}$, и ионного реле, собранного на тиратронах $T_{п2}$ и $T_{п3}$.

В исходном положении тиратрон $T_{п1}$ погашен. При подаче на пусковой анод положительного импульса напряжения u_1 тиратрон $T_{п1}$ поджигается и одновибратор опрокидывается. При этом конденсатор $C_{п1}$ быстро заряжается, напряжение на аноде тиратрона $T_{п1}$ (точка *а*) падает до потенциала гашения и тиратрон гаснет. Конденсатор $C_{п1}$ начинает медленно разряжаться на сопротивление

$R_{п1}$. По мере разряда конденсатора $C_{п1}$ напряжение на аноде $T_{п1}$ восстанавливается. Время этого восстановления определяется постоянной

$$\tau_п = C_{п1} R_{п1}.$$

За время паузы между импульсами напряжение на аноде тиратрона полностью восстановиться не успевает и остается ниже некоторого значения $U_з$. С приходом следующего импульса u_1 тиратрон $T_{п1}$ вновь поджигается и напряжение на аноде его вновь падает до потенциала гашения. С окончанием контролируемой посылки напряжение на аноде $T_{п1}$ восстанавливается до значения $U_{Ба} > U_з$.

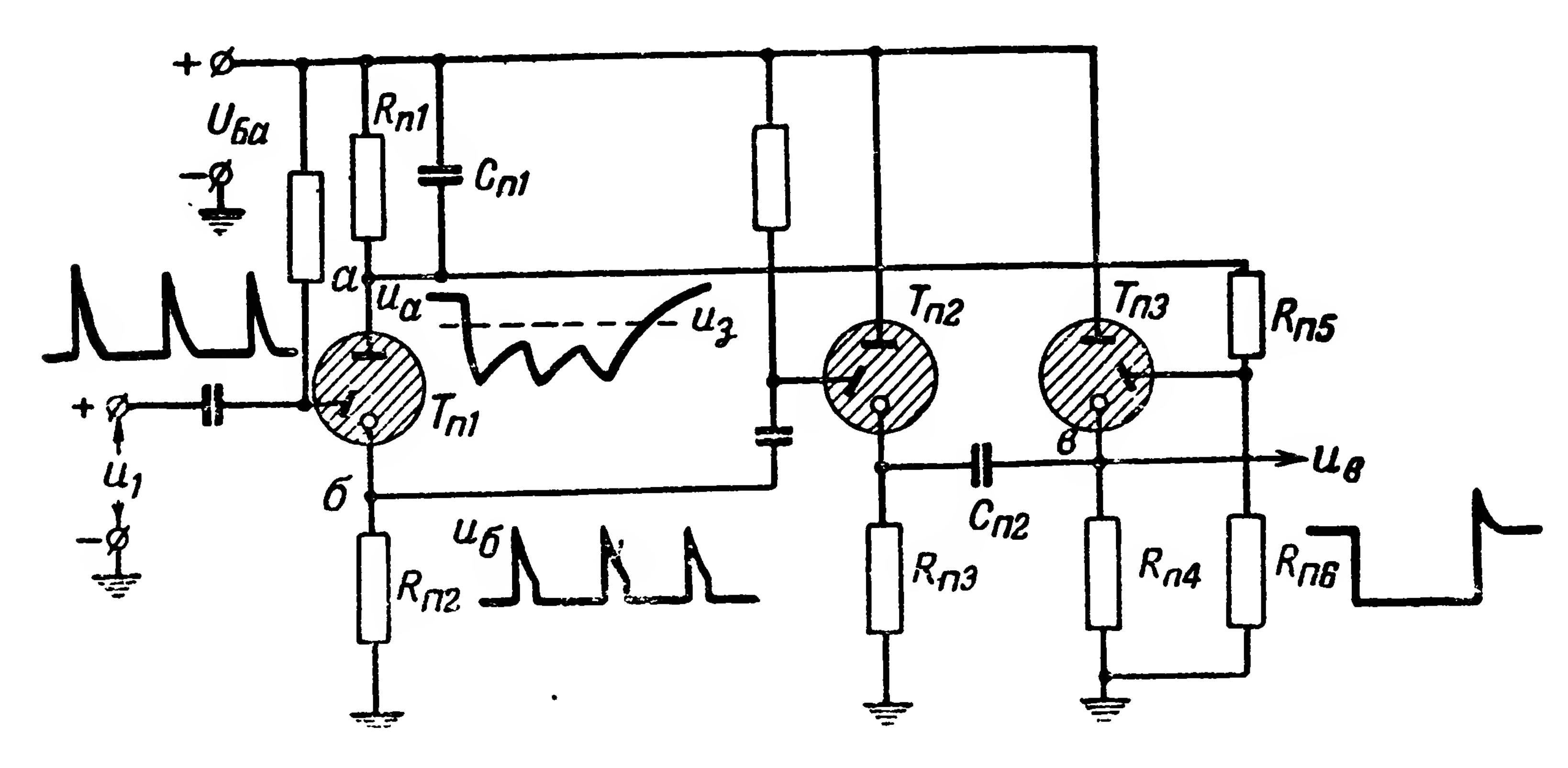


Рис. 16-10. Схема элемента контроля прохождения посылки, собранная на тиратронах.

Ионное реле, собранное на тиратронах $T_{п2}$ и $T_{п3}$, имеет два положения покоя. В исходном положении тиратрон $T_{п2}$ погашен, а $T_{п3}$ горит.

При подаче первого импульса u_1 положительный импульс напряжения, образуемый на катоде $T_{п1}$, подается на пусковой анод $T_{п2}$ и реле опрокидывается: тиратрон $T_{п2}$ поджигается, а $T_{п3}$ гаснет. В этом состоянии ионное реле остается до окончания контролируемой посылки. По окончании контролируемой посылки, когда напряжение на аноде $T_{п1}$ возрастает до значения $U_з$, напряжение на пусковом аноде $T_{п3}$ также возрастает до напряжения зажигания и реле возвращается в исходное положение: тиратрон $T_{п3}$ зажигается, а $T_{п2}$ гаснет.

Неконтактное устройство, обеспечивающее автоматический возврат схемы в исходное положение, должно удовлетворять следующему основному требованию: через некоторое время после начала воздействия на его вход напряжения импульсов возврата ($u_в$) напряжение на его выходе должно измениться скачком, а затем (через некоторый отрезок времени) принять начальное значение.

На рис. 16-11 приведена примерная схема устройства возврата на тиратронах. Схема обеспечивает автоматический возврат дешифратора в исходное положение.

Она состоит из следующих элементов:

1) одновибратора, собранного на тиратроне $T_{в1}$;

2) дифференцирующей цепи с конденсатором $C_{в3}$;

3) одновибратора, собранного на тиратроне $T_{в2}$.

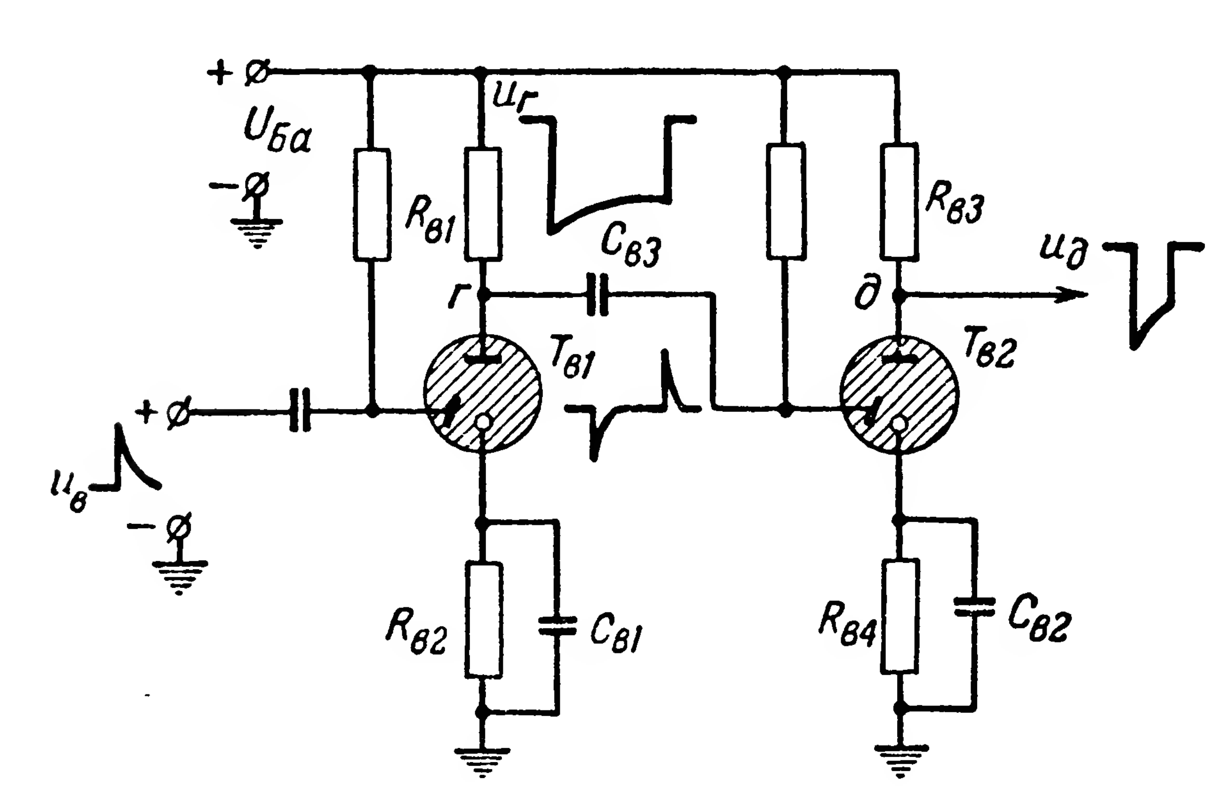


Рис. 16-11. Схема устройства автоматического возврата на тиратронах.

Схема реагирует на положительные импульсы возврата.

В данной схеме сопротивления $R_{в2}$ и $R_{в4}$ и емкости $C_{в1}$ и $C_{в2}$, определяющие длительность генерируемых импульсов, включены в цепи катодов тиратронов, а напряжения на последующие элементы схемы снимаются с их анодов (точки *г* и *д*).

В исходном положении тиратрона $T_{в1}$ и $T_{в2}$ погашены. С поступлением импульса возврата $u_в$ первый одновибратор генерирует импульс, длительность которого определяется постоянной времени

$$\tau_{C_{в1}} = C_{в1} \frac{R_{в1} R_{в2}}{R_{в1} + R_{в2}}.$$

В результате дифференцирования импульса, снимаемого с анода тиратрона $T_{в1}$, на управляющий анод тиратрона $T_{в2}$ подается положительный импульс с достаточной амплитудой только после окончании импульса, создаваемого первым одновибратором (погасание $T_{в1}$). С зажиганием тиратрона $T_{в2}$ второй одновибратор генерирует импульс, длительность которого определяется постоянной

$$\tau_{C_{в2}} = C_{в2} \frac{R_{в3} R_{в4}}{R_{в3} + R_{в4}} .$$

Импульс, снимаемый с точки *д* схемы, используется для автоматического возврата всего дешифратора в исходное положение.

в) Пример схемы дешифратора числа импульсов на тиратронах

На рис. 16-12 изображена схема дешифратора числа импульсов с безнакальными тиратронами.

Шаговый распределитель в этом дешифраторе собран по схеме на рис. 13-25, схема контроля прохождения посылки — по рис. 16-10, схема автоматического возврата в исходное положение—по рис. 16-11. Импульсы напряжения u_1 контролируемой посылки подаются на вход распределителя (аноды тиратронов счетчиков) и схему контроля прохождения посылки (пусковой анод $T_{п1}$).

Тиратроны $T_{\Sigma 1}$ — $T_{\Sigma 4}$ (рис. 16-12) выполняют задачу релейно-суммирующих элементов. С сопротивлений в катодных цепях этих тиратронов снимается напряжение, подаваемое в выходные цепи *I* — *IV*.

В цепях пусковых анодов тиратронов $T_{\Sigma 1}$ — $T_{\Sigma 4}$ суммируются напряжения, снимаемые с катодов тиратронов-счетчиков, и напряжение $u_в$, формируемое на выходе схемы контроля прохождения посылки (катод $T_{п3}$).

Напряжение $u_в$ подается в цепи пусковых анодов суммирующих тиратронов через дифференцирующие конденсаторы C_1. Параметры суммирующих схем выбраны таким образом, что при дифференцировании заднего фронта импульса напряжения $u_в$ зажигается лишь тот суммирующий тиратрон, у которого пусковой анод соединен с катодом горящего тиратрона-счетчика.

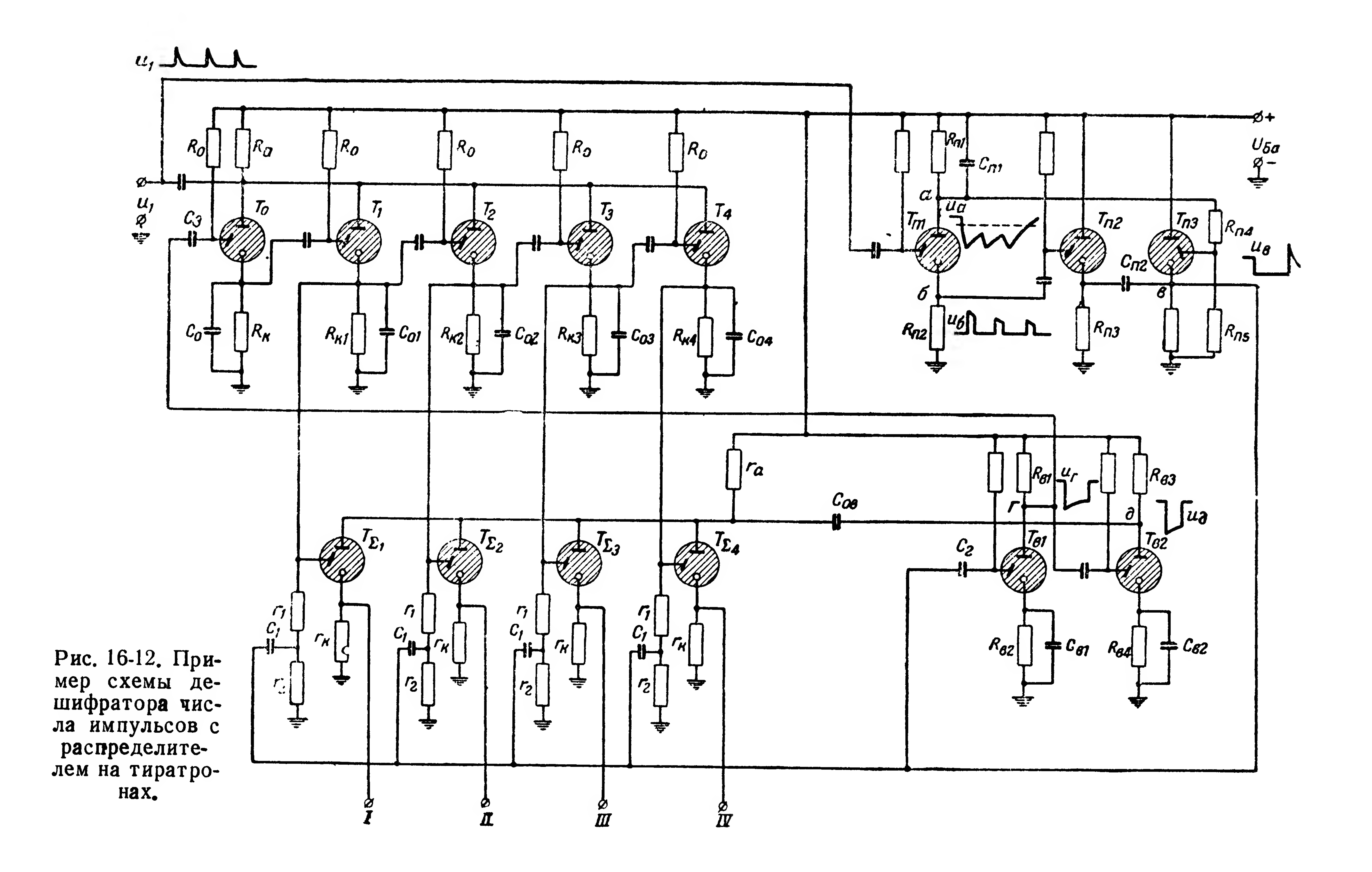


Рис. 16-12. Пример схемы дешифратора числа импульсов с распределителем на тиратронах.

Импульс возврата, поджигающий тиратрон $T_{в1}$, образуется при дифференцировании конденсатором C_2 заднего фронта импульса напряжения $u_в$.

Возврат распределителя в исходное положение производится путем подачи положительного импульса напряжения на пусковой анод тиратрона T_0. Этот положительный импульс образуется при дифференцировании цепью с конденсатором C_3 заднего фронта отрицательного импульса, образуемого на аноде тиратрона $T_{в1}$.

Для погасания горящего суммирующего тиратрона используются сопротивление $r_а$, опрокидывающий конденсатор $C_{ов}$ и тиратрон $T_{в2}$. При зажигании $T_{в2}$ конденсатор $C_{ов}$ перезаряжается, напряжение на анодах суммирующих тиратронов резко падает и горящий тиратрон гаснет.

г) Элементы контроля прохождения посылки и возврата в исходное положение на электронных лампах

На рис. 16-13 изображен пример схемы контроля прохождения посылки на электронных лампах. Схема состоит из:

1) инерционного элемента, собранного на лампе $Л_{п1}$;

2) электронного реле, собранного на лампах $Л_{п2}$ и $Л_{п3}$.

Схема реагирует на импульсы положительной полярности.

Величина напряжения смещения $U_{Бс1}$ выбрана таким образом, что при отсутствии напряжения отсчитываемых импульсов u_1 лампа $Л_{п1}$ заперта.

Параметры схемы выбраны так, что $R_{п1} \gg R_{i1}$, где $R_{п1}$ — сопротивление в анодной цепи лампы $Л_{п1}$; R_{i1}—внутреннее сопротивление лампы $Л_{п1}$ при отпирании ее напряжением u_1 отсчитываемого импульса.

Время замедления определяется постоянной времени разряда конденсатора $C_п$ на сопротивление $R_{п1}$.

При подаче на схему нескольких импульсов u_1 и соответствующем выборе параметров схемы напряжение $u_а$ на аноде лампы $Л_{п1}$ будет изменяться по закону, характеризуемому графиком, начерченным на рис. 16-13 у анодной цепи лампы $Л_{п1}$.

Электронное реле в данном случае установлено в однопозиционный режим работы.

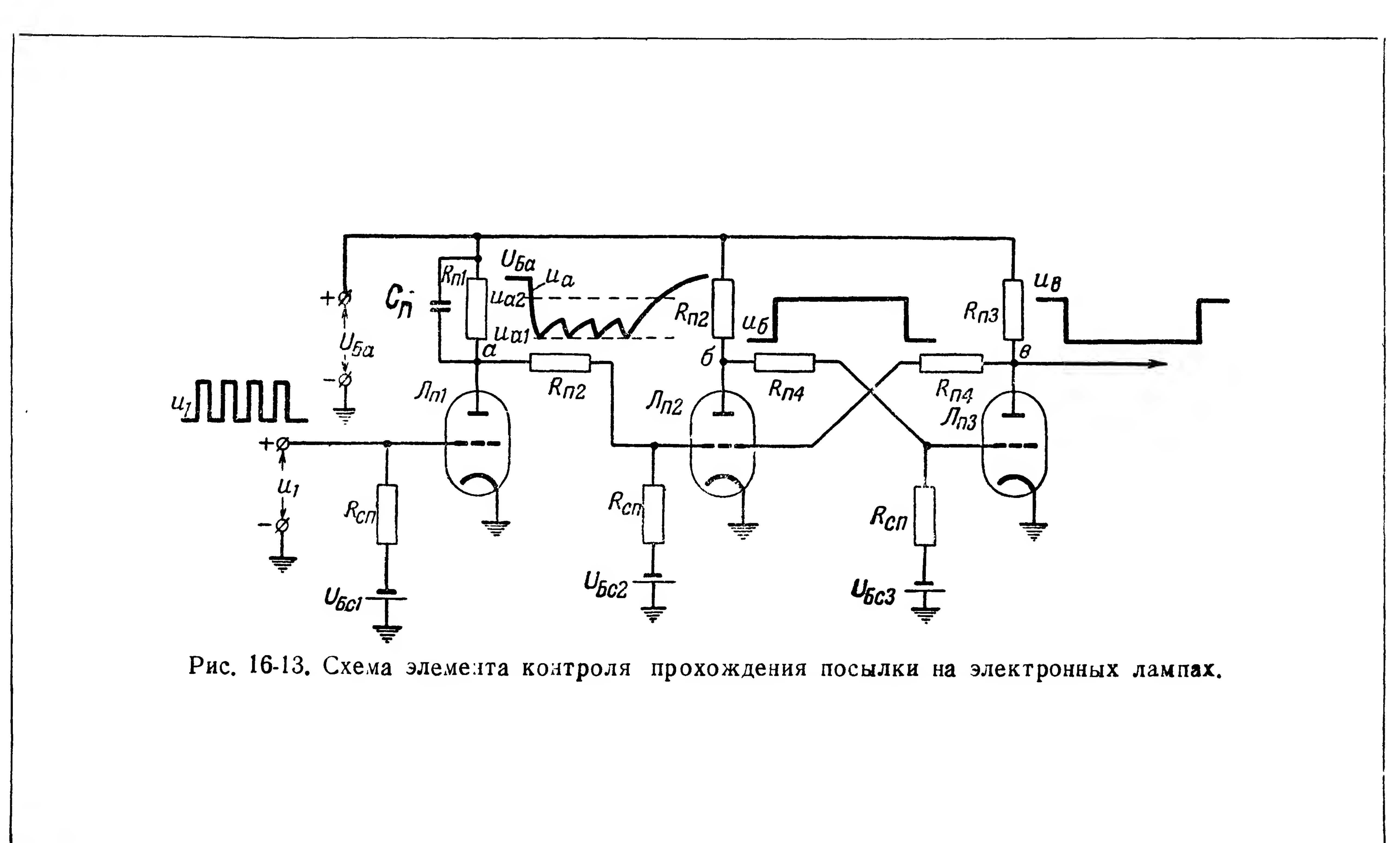


Рис. 16-13. Схема элемента контроля прохождения посылки на электронных лампах.

Когда лампа $Л_{п1}$ заперта и напряжение на аноде ее равно $U_{Ба}$, лампа $Л_{п2}$ электронного реле отперта, а лампа $Л_{п3}$ заперта.

При отпирании лампы $Л_{п1}$ напряжение на ее аноде падает до значения u_{a1}, при котором срабатывает электронное реле, лампа $Л_{п2}$ запирается, а $Л_{п3}$ отпирается.

В этом состоянии электронное реле остается до момента, когда напряжение на аноде лампы $Л_{п1}$ возрастает

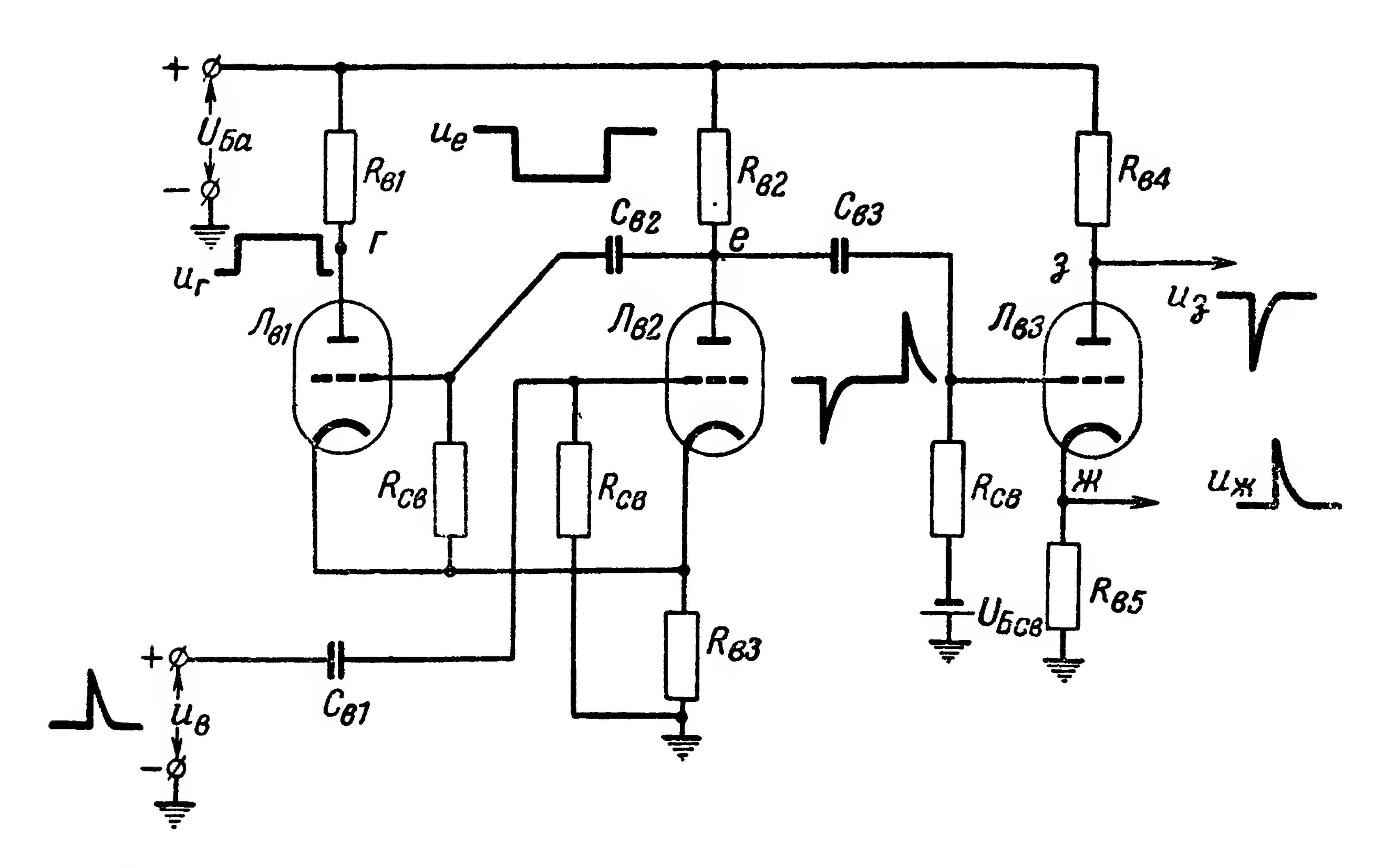


Рис. 16-14. Схема устройства автоматического возврата на электронных лампах.

до значения u_{a2}. Это, как видно из рисунка, произойдет лишь через некоторое время после прихода последнего отсчитываемого импульса.

С возрастанием напряжения на аноде лампы $Л_{п1}$ до значения u_{a2} электронное реле отпускает, лампа $Л_{п2}$ отпирается, а $Л_{п3}$ запирается.

Источники напряжений смещения в цепях сеток электронных ламп показаны для ясности схемы раздельными. В действительности, поскольку они имеют одну общую точку, они могут быть объединены.

На рис. 16-14 приведен пример схемы возврата в ис-

ходное положение с электронными лампами, состоящей из следующих элементов:

1) одновибратора, собранного на лампах $Л_{в1}$ и $Л_{в2}$;

2) дифференцирующей цепи $C_{в3}R_{св}$;

3) ограничителя амплитуды по минимуму, собранного на лампе $Л_{в3}$.

Когда импульс возврата на схему не воздействует, лампа $Л_{в2}$ одновибратора заперта, $Л_{в1}$ отперта. С воздействием на схему кратковременного положительного импульса возврата $u_в$ одновибратор опрокидывается: лампа $Л_{в2}$ отпирается, а $Л_{в1}$ запирается.

Через некоторое время, определяемое, как известно, в основном постоянной времени $\tau_{c1} \approx C_{в2}R_{св}$, одновибратор возвращается в исходное положение. Напряжение на аноде лампы $Л_{в2}$ дифференцируется цепью $C_{в3}R_{св}$ и подается на сетку лампы $Л_{в3}$.

Формы напряжения, поступающего на сетку лампы $Л_{в3}$, а также в других точках схемы, иллюстрируются графиками.

В исходном положении лампа $Л_{в3}$ заперта, поэтому изменение напряжения на ее катоде происходит лишь при воздействии на сетку положительного импульса, момент возникновения которого определяется моментом возврата одновибратора в исходное положение (запирание лампы $Л_{в2}$).

д) Пример схемы дешифратора числа импульсов с электронными лампами

На рис. 16-15 изображен пример схемы дешифратора числа импульсов с электронными лампами. Шаговый распределитель в этом дешифраторе собран по схеме на рис. 13-28, схема контроля прохождения посылки — по рис. 16-13 и схема автоматического возврата в исходное положение—по рис. 16-14. В схеме контроля прохождения посылки вместо положительных импульсов напряжения на управляющую сетку подаются отрицательные импульсы на катод.

Импульсы напряжения u_1 контролируемой посылки с отрицательной полярностью подаются на вход распределителя (катоды правых триодов $Л_0 \dots Л_4$) и на схему контроля прохождения посылки (катод $Л_{п1}$). Пентоды $Л_{\Sigma 1} \dots Л_{\Sigma 4}$ выполняют задачу суммирующих элементов.

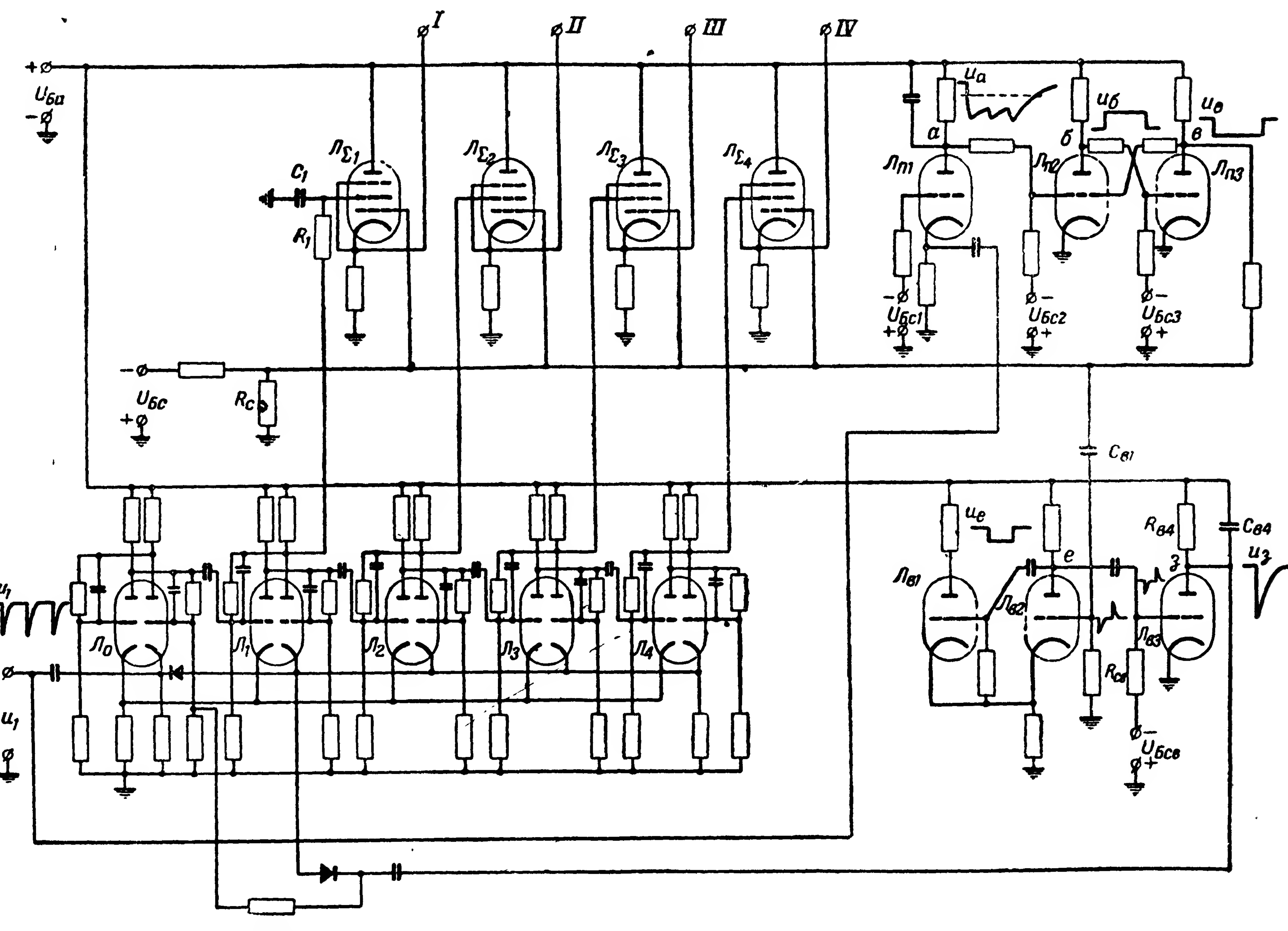


Рис. 16-15. Пример схемы дешифратора числа импульсов с распределителем на электронных лампах.

Напряжение на экранирующие сетки этих пентодов подается с анодов правых триодов $Л_1 \ldots Л_4$, а в цепи управляющей сетки суммируются (см. гл. 7) напряжение смещения U_{Ec} и напряжение $u_в$, образуемое на выходе схемы контроля прохождения посылки (анод лампы $Л_{п3}$). Параметры схем суммирования подобраны таким образом, что пентод открывается по анодному току лишь в случае, если экранирующая сетка его подключена к запертому триоду и триод $Л_{п3}$ также заперт. Такое положение создается лишь через некоторый отрезок времени после окончания контролируемой посылки.

Так, например, если контролируемая посылка содержит три импульса, то после окончания ее в лампах $Л_0$ $Л_1$, $Л_2$ и $Л_4$ будут заперты левые триоды и отперты правые, в лампе же $Л_3$ положение будет обратным: правый триод заперт, а левый отперт. Через некоторое время после окончания контролируемой посылки напряжение на аноде $Л_{п1}$ восстанавливается и срабатывает электронное реле схемы контроля: триод $Л_{п2}$ отпирается, а $Л_{п3}$ запирается. С запиранием триода $Л_{п3}$ напряжение $u_в$ на аноде его возрастает. Это обусловливает увеличение напряжения на управляющих сетках всех пентодов $Л_{\Sigma 1} \div Л_{\Sigma 4}$, однако отпирается по анодному току лишь триод $Л_{\Sigma 3}$, ибо у него напряжение на экранирующей сетке велико (правый триод $Л_3$ заперт); у остальных же суммирующих пентодов напряжение на экранирующей сетке мало, и они остаются запертыми.

Интегрирующая цепь $R_1 C_1$ задерживает увеличение напряжения на экранирующей сетке пентода $Л_{\Sigma 1}$ с тем, чтобы не происходило ложного отпирания этого пентода при приеме первого импульса, когда триод $Л_{п3}$ вследствие протекания переходного процесса может оказаться еще не открытым. Положительный импульс напряжения, опрокидывающий одновибратор $Л_{в1} — Л_{в2}$ схемы возврата, образуется при дифференцировании цепью $C_{в1} R_{св}$ заднего фронта импульса напряжения $u_в$.

Возврат распределителя в исходное положение обеспечивается путем подачи отрицательного импульса напряжения $u_з$, снимаемого с анода триода $Л_{в3}$, на катоды правых триодов $Л_1 \ldots Л_4$ и сетку правого триода $Л_0$.

Конденсатор $C_{в4}$, подключенный параллельно сопротивлению $R_{в4}$ в анодной цепи триода $Л_{в3}$, служит для уменьшения крутизны заднего фронта импульса напряжения $u_{з}$.

16-3. Дешифраторы числа импульсов с преобразователями

а) Общие сведения о преобразователях числа импульсов в амплитуду

Преобразование числа однородных импульсов в амплитуду может быть выполнено с помощью какой-либо интегрирующей схемы, обеспечивающей напряжение на выходе, равное

$$u_2 = k \int_0^t u_1 dt, \qquad (16\text{-}2)$$

где u_1 — напряжение на входе преобразователя;
u_2 — напряжение на выходе;
k — постоянный коэффициент, определяемый параметрами интегрирующей схемы.

Работа такой интегрирующей схемы иллюстрируется графиком на рис. 16-16.

Наиболее удобными являются интегрирующие схемы с конденсаторами. Для того чтобы напряжение u_2 на конденсаторе интегрирующей схемы изменялось, как показано на рис. 16-16, необходимо обеспечить, чтобы в паузу между двумя импульсами не происходил разряд конденсатора.

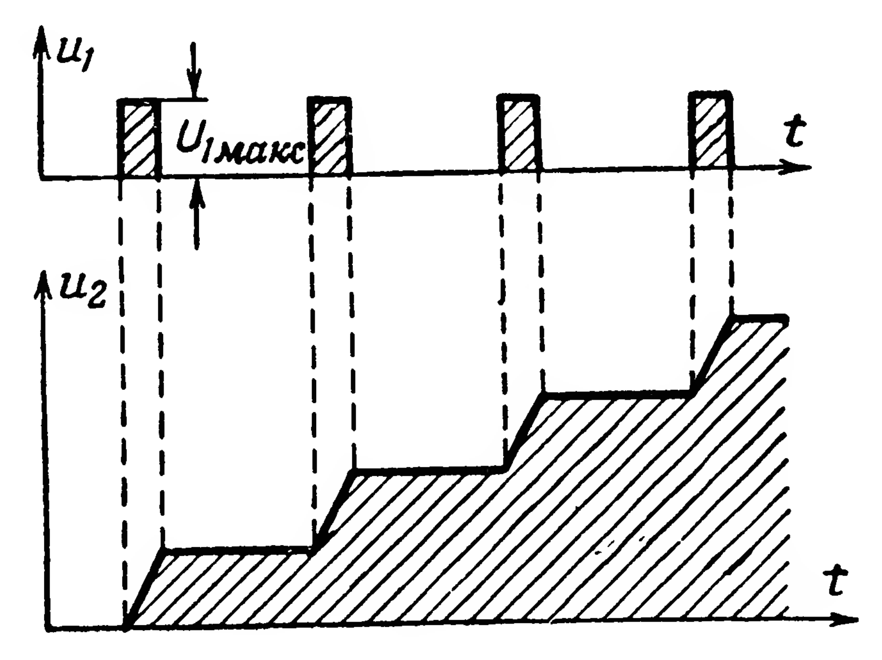


Рис. 16-16. Временные графики напряжений на входе и выходе интегрирующей схемы

Проще всего этого можно достигнуть путем включения диода в цепь конденсатора.

Таким образом, простейший преобразователь обеспечивающий преобразование числа однородных импульсов в амплитуду, может быть построен по схеме на рис. 16-17.

В этом преобразователе используются интегрирующая RC-цепь (см. § 7-1,в) и диод $Д$, предотвращающий разряд конденсатора C на сопротивление R и выходное сопротивление источника напряжения u_1 во время паузы.

Схема на рис. 16-17 выполняет требуемое преобразование лишь при подаче однородных импульсов напряжения u_1, ибо, как следует из (16-2), напряжение u_2 на ее выходе должно зависеть не только от числа, но и от формы входных импульсов.

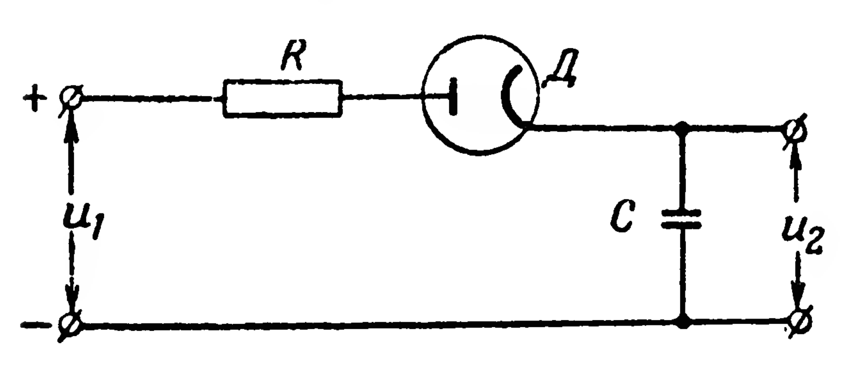


Рис. 16-17. Простейшая схема преобразователя числа импульсов в амплитуду.

В случае, если импульсы напряжения u_1 неоднородны, требуемое преобразование можно получить, если вместо сопротивления R включить конденсатор с достаточно малой емкостью и обеспечить восстановление напряжения на этом конденсаторе (заряд) в паузы. Такие схемы преобразования находят наибольшее распространение.

В дальнейшем преобразователи числа импульсов в амплитуду будем называть, как это обычно принято, накопителями.

б) Емкостные экспоненциальные накопители

На рис. 16-18 приведена схема накопителя, состоящая из:

конденсатора C_2, на котором происходит накопление заряда пропорционально числу подаваемых на вход импульсов напряжения u_1 с амплитудой $U_{1\,макс}$;

диода $Д_2$, обеспечивающего такое положение, что в паузы между импульсами конденсатор C_2 не разряжается на выходное сопротивление R_i источника напряжения u_1;

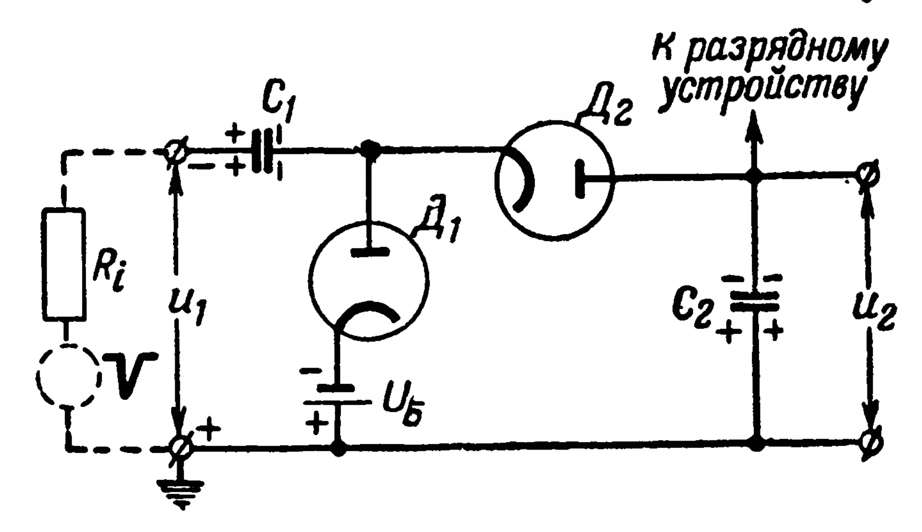


Рис. 16-18. Схема экспоненциального накопителя.

конденсатора C_1, устраняющего зависимость напряжения u_2 на выходе от формы и продолжительности импульсов u_1 на входе;

диода $Д_1$, обеспечивающего восстановление напряжения на конденсаторе C_1 в паузы;

источника напряжения $U_Б$, обеспечивающего начальное значение напряжения на выходе схемы u_{20}.

Обычно к выходу накопителя подключается какой-либо элемент, реагирующий на амплитуду импульсов. Таким элементом может быть амплитудный различитель или дешифратор (см. гл. 10). Для работы этого элемента часто бывает необходимо иметь на выходе его некоторое начальное напряжение u_{20}.

Для того чтобы накопитель использовался многократно, к его выходу подключается разрядное устройство, которое после достижения напряжением u_2 некоторого значения обеспечивает разряд конденсатора C_2 с тем, чтобы на нем могло восстановиться первоначальное напряжение u_{20}.

Накопитель, собранный по схеме на рис. 16-18, может работать как при отрицательных, так и при положительных импульсах входного напряжения u_1. Рассмотрим вначале его работу при подаче отрицательных импульсов напряжения u_1.

С окончанием работы разрядного устройства под действием источника с напряжением $U_Б$ конденсатор C_2 заряжается через диоды $Д_2$ и $Д_1$, а конденсатор C_1 — через выходное сопротивление R_i схемы, формирующей импульсы напряжения u_1 и диод $Д_1$.

Таким образом, в исходном положении конденсаторы C_1 и C_2 будут заряжены до напряжений $u_{к1}$ и $u_{к2}$, равных $U_Б$:

$$u_{к1} = u_{к2} = u_2 = u_{20} = U_Б. \qquad (16\text{-}3)$$

Для случая, показанного на рис. 16-18,

$$U_Б < 0.$$

При подаче на вход отрицательного импульса напряжения u_1 (как показано на рисунке) диод $Д_1$ не проводит, а $Д_2$ проводит, конденсатор C_2 заряжается, а C_1 перезаряжается.

Изменение напряжения u_2 может быть найдено из рассмотрения зарядов двух последовательно соединенных конденсаторов: C_1 и C_2. Так как в цепи C_2—$Д_2$—C_1 напряжения на конденсаторах C_2 и C_1 равны по величине и действуют в противоположные стороны, то заряд C_2 и перезаряд C_1 происходят так, как будто начальные напряжения на этих конденсаторах равны нулю. Используя известные

соотношения, определяющие распределение напряжения между двумя последовательно соединенными конденсаторами, получим:

$$\Delta_1 u_2 = - U_{1макс} \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

где $U_{1макс}$ — амплитуда импульсов на входе;

Δu_2 — изменение напряжения на выходе в результате действия первого импульса.

Обозначим

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = p; \qquad (16\text{-}4)$$

тогда

$$\Delta_1 u_2 = - U_{1макс} p.$$

Изменение напряжения на конденсаторе C_1 будет, очевидно, равно

$$\Delta_1 u_{к1} = - U_{1макс} (1 - p).$$

После прекращения действия импульса напряжения u_1, т. е. с наступлением паузы, диод $Д_1$ будет проводить; диод $Д_2$ не проводит. Напряжение на конденсаторе C_1 восстановится до первоначального значения $u_{к1} = U_Б$, а напряжение на конденсаторе C_2 останется равным

$$u_{21} = U_Б + \Delta_1 u_2. \qquad (16\text{-}5)$$

При подаче второго импульса напряжения u_1 диод $Д_2$ будет проводить, когда начнет выполняться неравенство

$$u_1 < u_{21} - u_{к1} = u_{21} - U_Б.$$

При написании этого неравенства учитываем, что $u_1 < 0$; $u_{21} < 0$; $u_{к1} < 0$ и $U_Б < 0$.

Изменение напряжения u_2 теперь может быть найдено из условия, что как будто начальные напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 равны нулю, а приложенное к ним напряжение равно

$$- U_{1макс} - (u_{21} - U_Б).$$

Учитывая свойство последовательно соединенных конденсаторов, получим изменение напряжения u_2 при воздействии второго импульса напряжения u_1:

$$\Delta_2 u_2 = - [U_{1макс} + (u_{21} - U_Б)] p.$$

С прекращением действия второго импульса напряжения u_1 диод $Д_2$ не проводит, а $Д_1$ проводит. Напряже-

ние u_2 сохраняется равным $u_{22}=u_{21}+\Delta_2 u_2$, а на конденсаторе C_1 восстанавливается напряжение $u_{к1}=U_Б$. При подаче следующего импульса процесс повторяется.

При воздействии n-го импульса напряжения u_1 изменение напряжения u_2 будет

$$\Delta_n u_2 = -[U_{1макс}+(u_{2(n-1)}-U_Б)]p. \tag{16-6}$$

Напряжение на выходе накопителя при этом равно

$$u_{2n}=u_{2(n-1)}+\Delta_n u_2.$$

Подставляя в это равенство значение $\Delta_n u_2$ из (16-6), получим:

$$u_{2n}=u_{2(n-1)}(1-p)-(U_{1макс}-U_Б)p.$$

Используя эту рекуррентную формулу, можно непосредственно написать:

$$u_{21}=u_{20}(1-p)-(U_{1макс}-U_Б)p=U_Б(1-p)-$$
$$-(U_{1макс}-U_Б)p;$$
$$u_{22}=U_Б(1-p)^2-(U_{1макс}-U_Б)p[1+(1-p)];$$

. . . .

. . . .

$$u_{2n}=U_Б(1-p)^n-(U_{1макс}-U_Б)p[1+(1-p)+(1-p)^2+$$
$$+\ldots+(1-p)^{n-1}].$$

Суммируя во втором члене ряд геометрической прогрессии имеем:

$$u_{2n}=U_Б-U_{1макс}[1-(1-p)^n]. \tag{16-7}$$

На рис. 16-19 изображен график полученной зависимости u_{2n} от времени при подаче на вход периодической последовательности импульсов. Можно показать, что огибающая функции (16-7) в этом случае представляет собой экспоненту.

При воздействии на вход схемы положительных импульсов напряжения u_1 диод $Д_1$ проводит, а $Д_2$ не проводит и конденсатор C_1 заряжается до напряжения $u_{к1}=U_Б-$ $-U_{1макс}$.

Изменение напряжения на конденсаторе C_1 будет

$$\Delta_1 u_{к1} = -U_{1макс}.$$

По прекращении действия импульса напряжения u_1 диод $Д_2$ проводит, а $Д_1$ не проводит. Конденсатор C_1 разряжается на конденсатор C_2 до тех пор, пока напряжения на них не выравняются по величине.

Рассматривая процесс разряда конденсатора C_1 на конденсатор C_2, получим изменение напряжения на конденсаторе C_2:

$$\Delta_1 u_2 = -U_{1макс} p.$$

Напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 после воздействия первого импульса устанавливаются равными

$$u_{21} = U_Б + \Delta_1 u_2 = u_{к1}.$$

При воздействии второго импульса напряжения u_1 конденсатор C_1 вновь зарядится до максимального напряжения, действующего в его цепи, $u_{к1} = U_Б - U_{1макс}$. Изменение напряжения на C_1 при этом будет

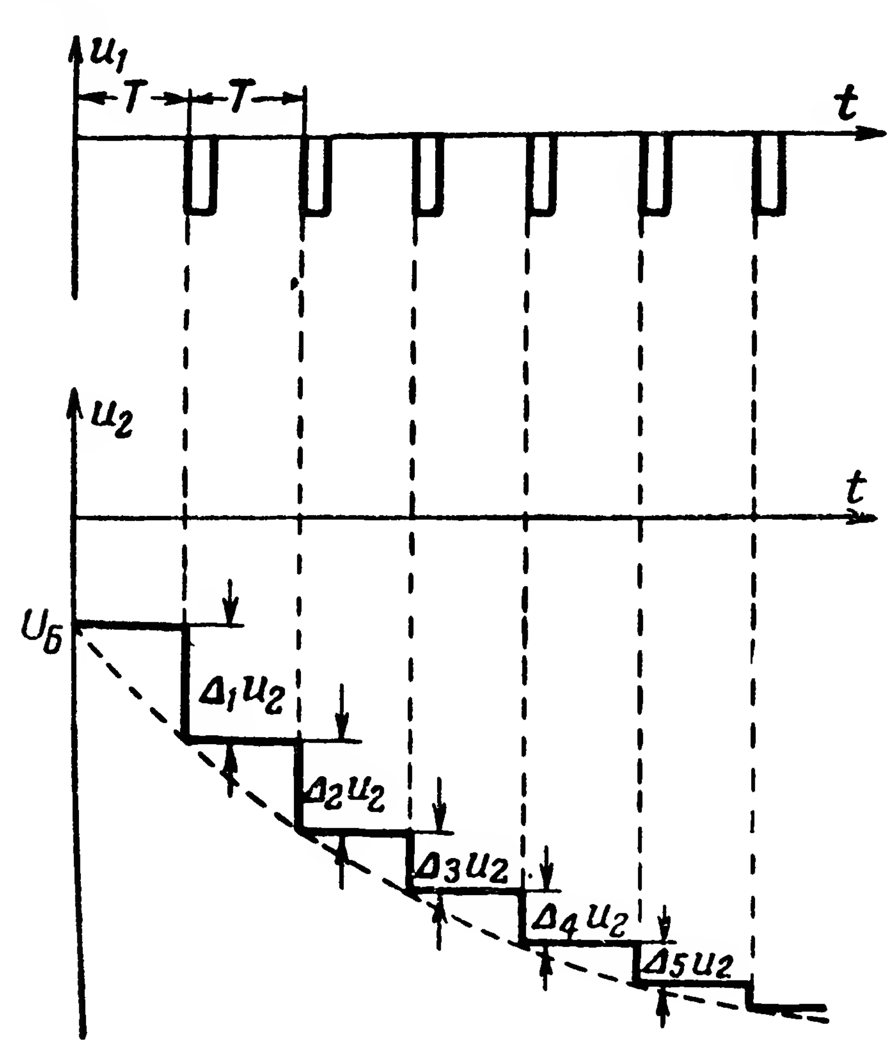


Рис. 16-19. Временной график работы схемы на рис. 16-18.

$$\Delta_2 u_{к1} = U_Б - U_{1макс} - u_{21},$$

или

$$\Delta_2 u_{к1} = -U_{1макс} - (u_{21} - U_Б).$$

С окончанием второго импульса u_1 конденсатор C_1 разряжается на конденсатор C_2, и напряжение на последнем изменится на величину, равную

$$\Delta_2 u_2 = -[U_{1макс} + (u_{21} - U_Б)]p.$$

Рассуждая аналогично, получим, что воздействие n-го импульса вызовет изменение напряжения на выходе схемы

$$\Delta_n u_2 = -[U_{1макс} + (u_{2(n-1)} - U_Б)]p.$$

Это выражение совпадает с (16-6); следовательно, и при воздействии импульсов положительного напряжения u_1 в схеме на рис. 16-18 напряжение на выходе u_2 изменяется согласно (16-7).

В рассмотренной схеме на рис. 16-18 с воздействием входных импульсов u_1 напряжение u_2 на выходе схемы уменьшается.

При рассмотрении для конкретности мы полагали, что $U_Б < 0$, однако работа схемы не изменится и все приведенные соотношения останутся справедливыми и при $U_Б > 0$. В этом случае начальное напряжение на выходе u_{20} больше 0; с воздействием входных импульсов u_1 напряжение u_2 уменьшается и может изменить знак. При $U_Б > 0$ разрядное устройство должно обеспечивать первоначальный заряд конденсатора C_2 до напряжения $u_2 > U_Б$. С окончанием действия разрядного устройства конденсатор C_2 разрядится через диоды $Д_2$, $Д_1$ и источник $U_Б$ до напряжения $u_{20} = U_Б$.

На рис. 16-20 приведена схема накопителя, у которого с воздействием каждого последующего импульса u_1 напряжение u_2 увеличивается. Этот накопитель при подаче на его вход положительных импульсов напряжения работает аналогично накопителю со схемой рис. 16-18 при отрицательных входных импульсах.

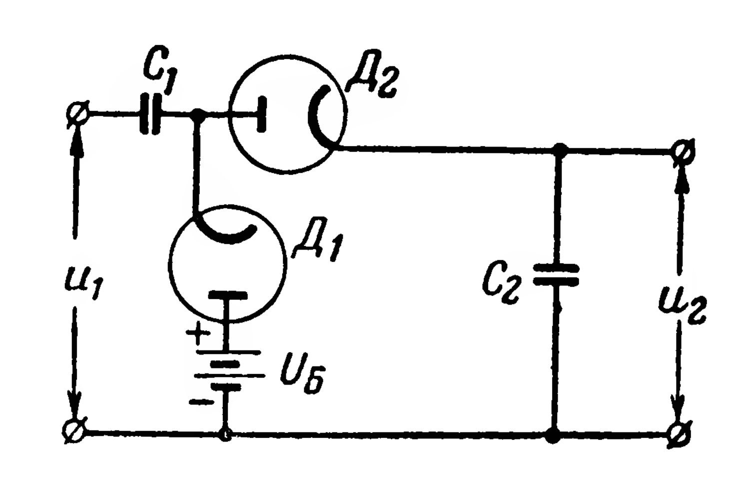


Рис. 16-20. Вариант схемы экспоненциального накопителя.

Существенно отметить, что в схемах на рис. 16-18 и 16-20 величина напряжения u_2 не зависит от длительности и формы входных импульсов u_1, если только время действия максимального значения входного напряжения и длительность пауз между импульсами достаточны для завершения протекания процессов перезаряда конденсаторов.

Недостатком схем типа рис. 16-18 и 16-20 является уменьшение величины изменения напряжения на выходе при подаче каждого последующего импульса.

Если параметр p выбрать достаточно малым ($p \ll 1$), то при небольшом значении n можно принять $(1 - p) \approx$

$\approx 1 - np$. Из (16-7) следует, что в таком случае

$$u_{2n} \approx U_Б - U_{1макс} np$$

и, следовательно,

$$\Delta_n u_2 = u_{2n} - u_{2(n-1)} = - U_{1макс} p.$$

Таким образом, если число n отсчитываемых импульсов невелико, то можно получить почти равномерное изменение напряжения на выходе накопителя при воздействии каждого последующего импульса u_1. Для этого нужно величину $p = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$ выбрать достаточно малой.

При этом для получения достаточно большого абсолютного значения каждой ступеньки напряжения $\Delta_n u_2 = - U_{1макс} p$ необходимо обеспечить достаточно большую мплитуду $U_{1макс}$ входного импульса.

в) Линейные емкостные накопители

Линейные емкостные накопители могут быть получены на основе схем на рис. 16-18 и 16-20.

В схеме типа рис. 16-18 при подаче на нее отрицательных импульсов напряжения u_1 можно получить одинаковую высоту ступенек выходного напряжения, т. е. $\Delta_1 u_2 = \Delta_2 u_2 = \ldots = \Delta_n u_2$, если добиться такого положения, чтобы с окончанием действия (n—1)-го входного импульса напряжение $u_{к1}$ на конденсаторе C_1 восстанавливалось не до значения $U_Б$, а до значения

$$u_{к1} = u_{2(n-1)} + U_0, \qquad (16\text{-}8)$$

где $U_0 = \text{const}$.

В этом случае согласно (16-6) имеем:

$$\Delta_n u_2 = -(U_{1макс} - U_0) p = \text{const}.$$

Выполнение условия (16-8) можно получить, используя свойства катодного повторителя в схеме на рис. 16-21. В этой схеме напряжение u_2 на конденсаторе C_2 может изменяться в пределах, определяемых неравенством

$$u_{c0} + U_{Б.к} < u_2 < u_{c0}, \qquad (16\text{-}9)$$

где $u_{c0} < 0$ — напряжение на управляющей сетке, при котором происходит запирание лампы $Л$ по

анодному току, т. е. напряжение отсечки анодного тока;

$U_{Б.к} < 0$ — напряжение в катодной цепи лампы.

Из свойств катодного повторителя следует, что напряжение на его сетке $u_с$ всегда устанавливается приблизи-

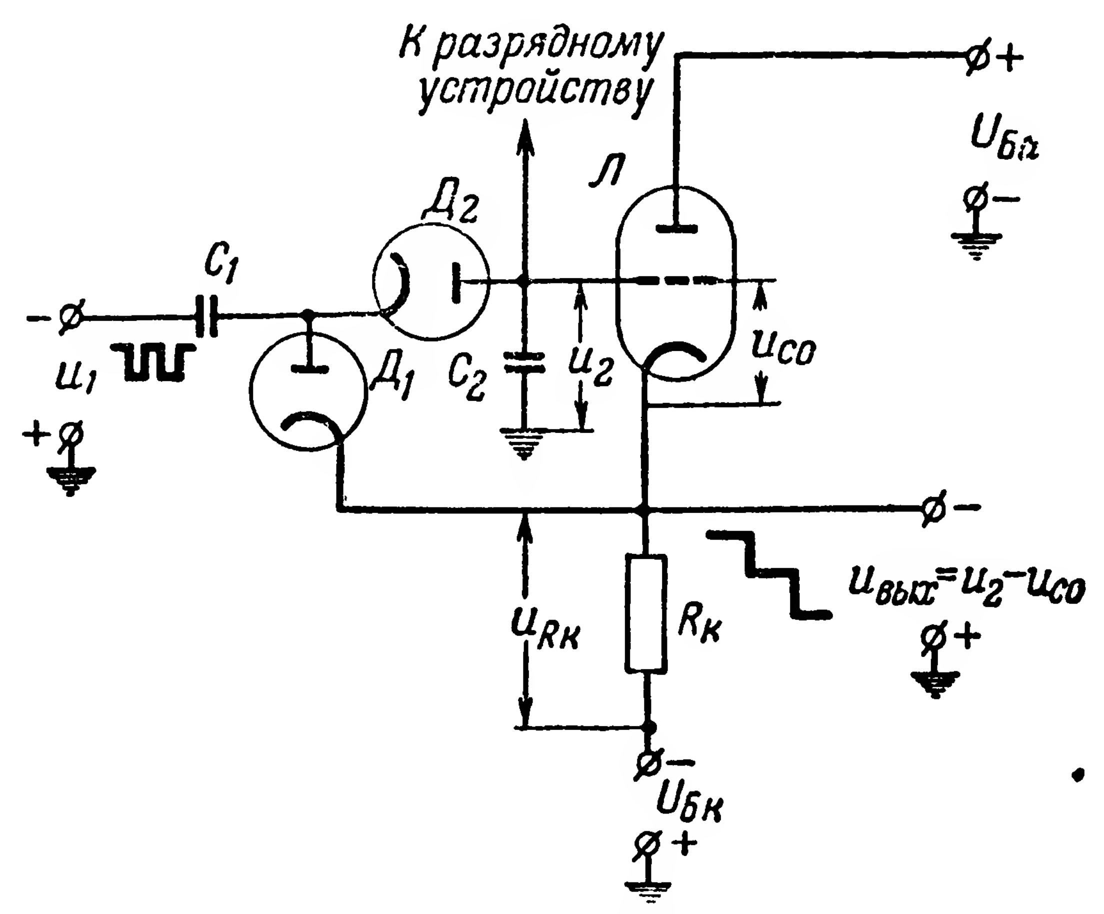


Рис. 16-21. Схема линейного накопителя.

тельно равным напряжению отсечки $u_{с0}$, т. е. $u_с \approx u_{с0}$, а напряжение на выходе схемы $u_{вых} = u_2 - u_{с0}$*.

---

* При линейной аппроксимации характеристик ламп имеем:

$$u_с = u_2 - i_а R_к - U_{Б.к};$$

$$i_а = (u_с - u_{с0}) S_d,$$

где $R_к$ — сопротивление в катодной цепи;

S_d — крутизна динамической анодно-сеточной характеристики;

$U_{Б.к}$ — напряжение смещения в цепи катода; на рис. 16-21 $U_{Б.к} < 0$.

Решая эти уравнения, получим:

$$u_{вых} = i_а R_к + U_{Б.к} = (u_2 - U_{Б.к} - u_{с0}) \frac{S_d R_к}{1 + R_к S_d} + U_{Б.к}.$$

При $S_d R_к \gg 1$

$$u_{вых} \approx u_2 - u_{с0}.$$

При выполнении правого неравенства в (16-9), т. е. $u_2 < u_{c0}$, напряжение на выходе схемы

$$u_{вых} = u_2 - u_{c0} < 0.$$

Это напряжение действует в катодной цепи диода $Д_1$, и следовательно, с окончанием входного импульса, т. е. при $u_1 = 0$, диод $Д_1$ откроется и напряжение на конденсаторе C_1 восстановится до значения $u_{к1} = u_{вых} = u_2 - u_{c0}$.

Последнее означает выполнение условия (16-8), причем $U_0 = -u_{c0}$.

Таким образом, при воздействии очередного (n-го) импульса на входе изменение напряжения на конденсаторе C_2 и на выходе схемы равно

$$\Delta_n u_2 = \Delta_n u_{вых} = -[U_{1\,макс} + u_{c0}]p = \text{const}. \qquad (16\text{-}10)$$

Напряжение на катодном сопротивлении

$$u_{R к} = u_2 - u_{c0} - U_{Б.к}.$$

Это напряжение создается вследствие протекания по сопротивлению $R_к$ анодного тока; оно может быть лишь положительным, т. е. $u_{R к} > 0$. Следовательно, должно выполняться левое неравенство в (16-9), т. е. $u_2 > u_{c0} + U_{Б\,к}$.

Амплитуда входного импульса $U_{1макс}$ должна обеспечивать заряд конденсатора C_2 и запирание диода $Д_1$. Это требование выполняется при соблюдении условия

$$U_{1макс} > |u_{c0}|.$$

Схема на рис. 16-21 работает также при подаче на ее вход положительных импульсов u_1 с амплитудой $U_{1\,макс}$.

В этом случае после окончания действия $(n-1)$-го импульса напряжение на конденсаторе C_2 равно $u_2 = u_{2(n-1)}$, а на конденсаторе C_1 $u_{к1} = u_{2(n-1)} - u_{c0}$.

При подаче следующего, n-го положительного импульса u_1 конденсатор C_1 зарядится до напряжения

$$u_{к1(n)} = u_{2(n-1)} - u_{c0} - U_{1макс}.$$

Разность напряжений на конденсаторах C_2 и C_1 получается равной

$$\Delta u_{к1(n)} = u_{к1(n)} - u_{2(n-1)} = -(u_{c0} + U_{1макс}).$$

С окончанием действия n-го импульса u_1, если $\Delta u_{\text{к1}(n)} < 0$, диод $Д_2$ проводит и конденсатор C_1 разряжается на конденсатор C_2. При этом изменение напряжения на конденсаторе C_2 будет

$$\Delta_n u_2 = -(u_{\text{с0}} + U_{1\text{макс}})p,$$

что совпадает с (16-10).

На рис. 16-22 изображена схема линейного накопителя, построенная на основе схемы на рис. 16-20. Ее работа может быть проанализирована аналогично тому, как это сде-

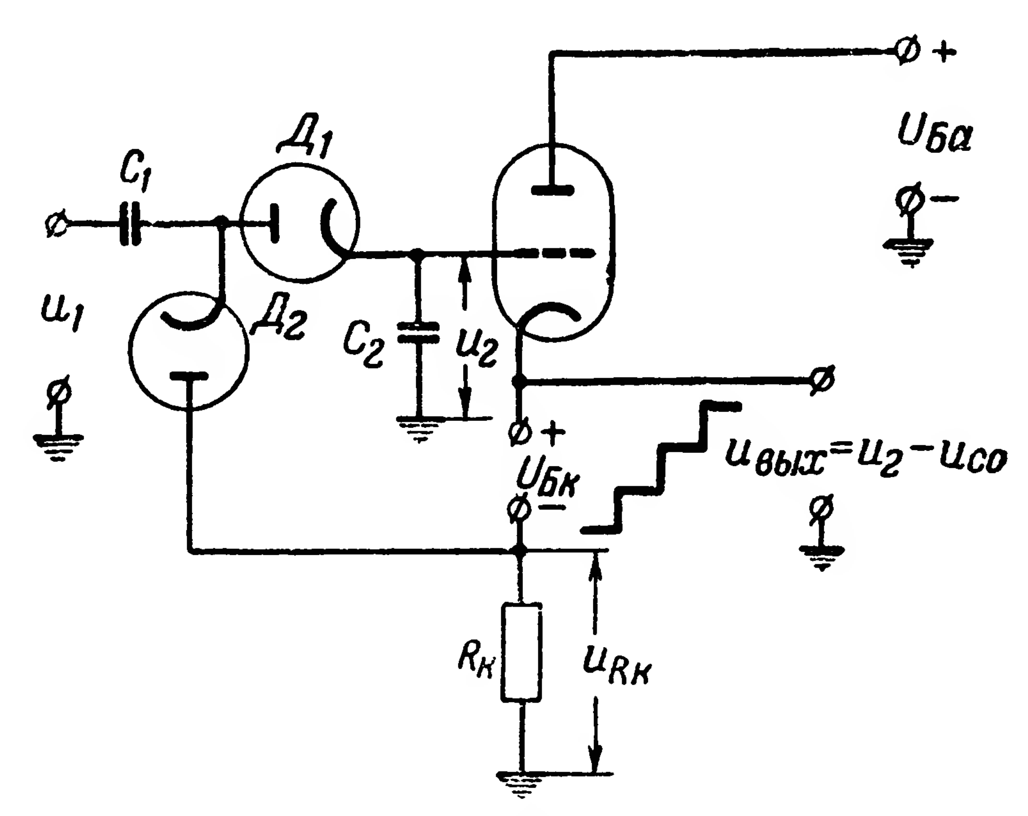


Рис. 16-22. Вариант схемы линейного накопителя.

лано для схемы на рис. 16-21.

Начальное напряжение на конденсаторе C_2, устанавливаемое разрядным устройством, в схемах рис. 16-20 и 16-21 должно удовлетворять требованию

$$u_2 \geqslant u_{\text{с0}} + U_{\text{Б.к}}.$$

Линейный емкостный накопитель может быть получен путем включения накопительного конденсатора C_2 в цепи отрицательной обратной связи усилителя. Принцип действия такого накопителя иллюстрируется схемой на рис. 16-23. В основу этой схемы положены свойства схем на рис. 16-20 и 6-33.

При $u_1 = 0$ конденсатор C_1, будучи ранее заряжен, разряжается через источник $U_{\text{Б1}}$ и диод $Д_1$ до напряжения $u_{\text{к1}} = U_{\text{Б1}}$, причем $U_{\text{Б1}} < 0$.

Диод $Д_2$ не проводит, и напряжение на входе усилителя $У$

$$u_1' = u_2 + u_{вых}.$$

При большом коэффициенте усиления $u_{вых} \gg u_1'$, и потому можно полагать $u_1' \approx 0$; следовательно,

$$u_{вых} \approx -u_2. \qquad (16\text{-}11)$$

С воздействием входного импульса u_1 диод $Д_2$ начинает проводить при $u_1 + u_{к1} - u_1' > 0$. Так как $u_1' \approx 0$, а

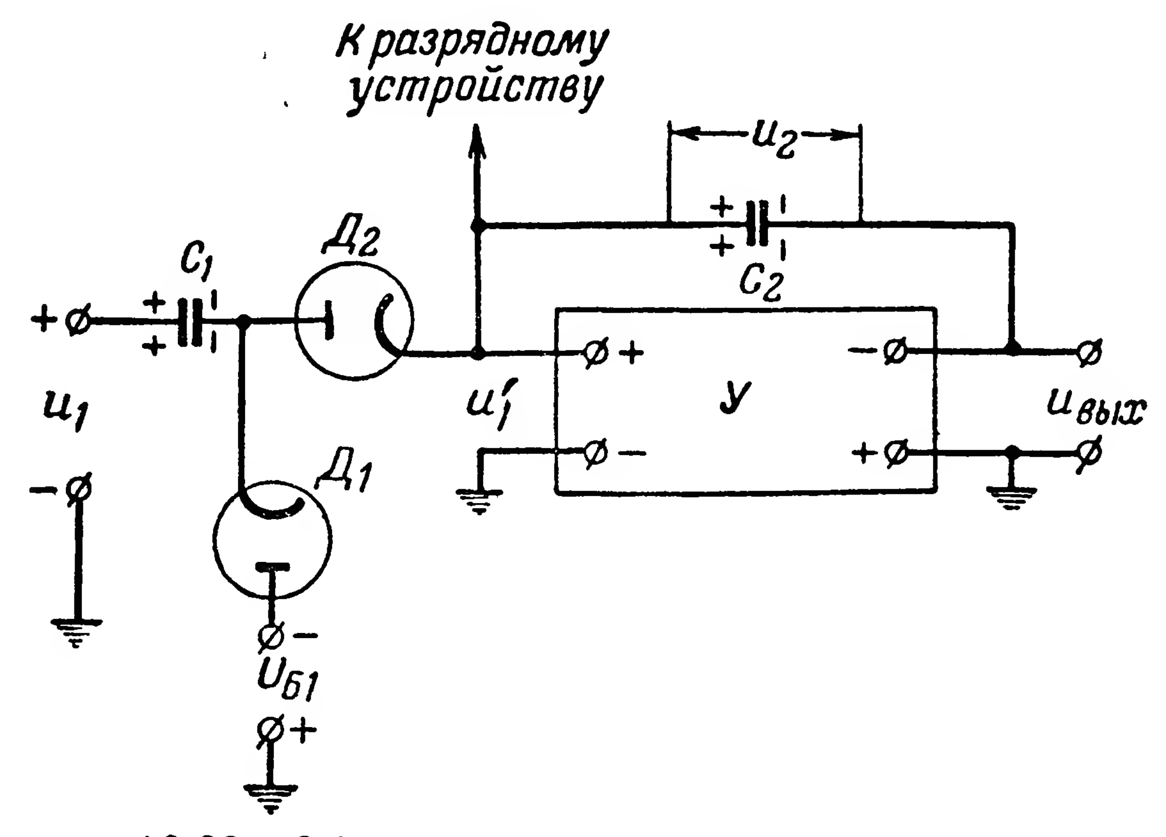


Рис. 16-23. Общая схема линейного накопителя с накапливающим конденсатором в цепи отрицательной обратной связи.

$u_{к1} = U_{Б1}$, то дозаряд конденсатора C_1 начинается при выполнении неравенства $u_1 + U_{Б1} > 0$.

В результате воздействия входного импульса u_1 напряжение на конденсаторе C_1 изменится на величину

$$\Delta u_{к1} = U_{Б1} + U_{1макс}.$$

Ток заряда C_1, протекая через конденсатор C_2, вызовет изменение напряжения на нем на величину

$$\Delta u_2 = \Delta u_{к1}\frac{C_1}{C_2} = (U_{Б1} + U_{1макс})\frac{C_1}{C_2}. \qquad (16\text{-}12)$$

В силу (16-11) на эту же величину изменится напряжение на выходе усилителя.

С окончанием действия входного импульса u_1 конденсатор C_1 разряжается через диод $Д_1$ и на нем восстанавливается напряжение $u_{к1} = U_{Б1}$.

Из (16-12) следует, что при $U_{1макс} = \text{const}$ и $U_{Б1} = \text{const}$ ступеньки напряжения на выходе усилителя будут одинаковыми.

На рис. 16-24 приведен пример схемы накопителя, работающего по описанному принципу.

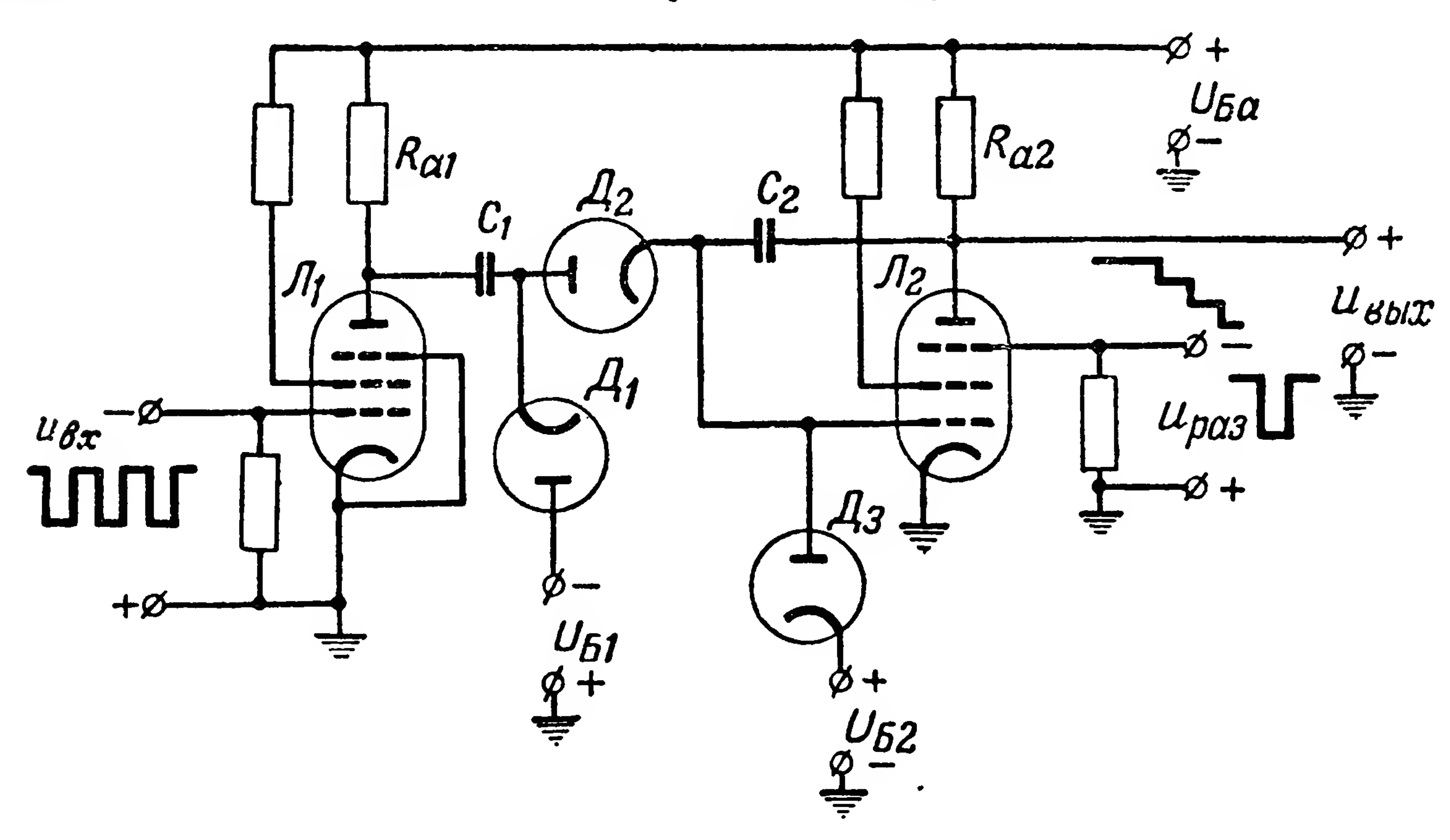


Рис. 16-24. Вариант схемы линейного накопителя с накапливающим конденсатором в цепи отрицательной обратной связи.

Усилитель в этой схеме собран на пентоде $Л_2$. Пентод $Л_1$ работает как ограничитель. При подаче на его управляющую сетку отрицательных импульсов $u_{вх}$ он запирается по анодному току и на аноде его образуется положительный импульс напряжения с ограниченной амплитудой. Для восстановления исходного положения схемы на пентодную сетку $Л_2$ подается отрицательный импульс напряжения $u_{раз}$. При этом пентод $Л_2$ запирается по анодному току, напряжение на его аноде возрастает и конденсатор C_2 перезаряжается через диод $Д_3$. Для того чтобы диод $Д_3$ нормально был закрыт, на его катод подается положительное напряжение $U_{Б2}$.

г) Дешифраторы числа импульсов с накопителями

Емкостные накопители часто применяются в устройствах счета числа импульсов, на основе которых могут быть построены и схемы дешифраторов.

На рис. 16-25 приведен пример схемы счета, в которой используются экспоненциальный емкостный накопитель по схеме на рис. 16-18, и одновибратор, собранный на тиратроне $T_и$.

В исходном положении тиратрон $T_и$ погашен и напряжение на его катоде равно $u_2 = U_{Б1}$.

С поступлением на вход схемы импульсов u_1 напряжение u_2 уменьшается ($u_2 < 0$) и, следовательно, напряжение между пусковым анодом и катодом возрастает. При некотором числе входных импульсов напряжение u_2 достигает значения, при котором тиратрон $T_и$ зажигается и конденсатор C_3 разряжается через тиратрон на конденсатор C_2. Напряжение на последнем восстанавливается до первоначального значения, равного $U_{Б1}$.

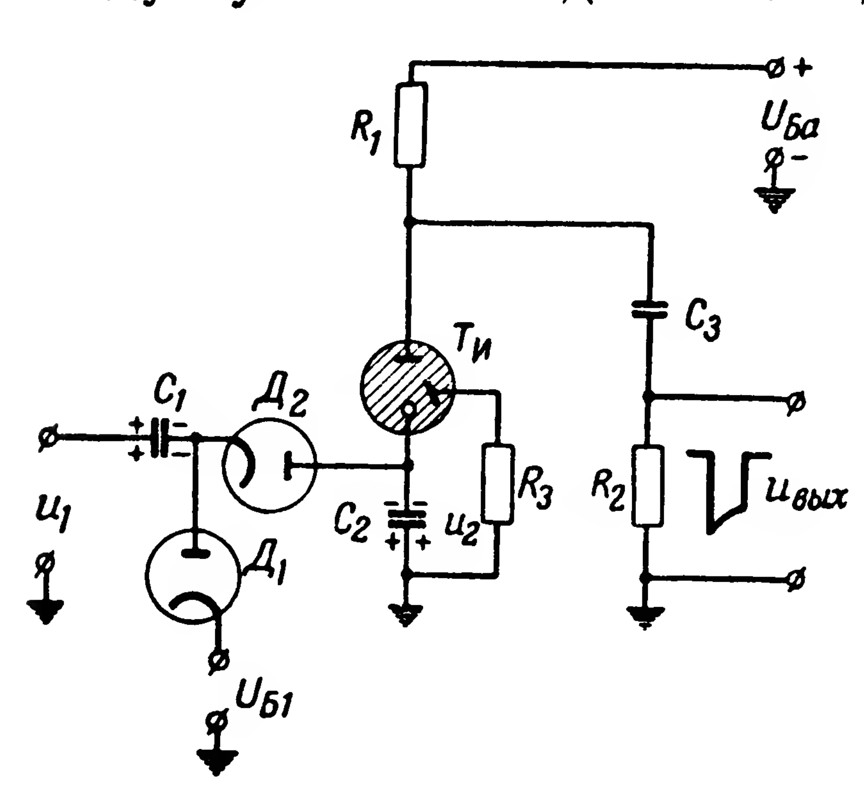


Рис. 16-25. Схема счета числа импульсов с экспоненциальным накопителем и одновибратором на тиратроне.

С разрядом конденсатора C_3 напряжение на аноде тиратрона падает (сопротивление R_1 велико), и через некоторое время он гаснет. Отрицательный импульс напряжения $u_{вых}$ на выходе снимается с сопротивления R_2, включенного в цепь разряда конденсатора C_3.

Как видно, в данном случае одновибратор с тиратроном $T_и$ выполняет одновременно задачу исполнительного элемента и разрядного устройства, т. е. устройства возврата схемы в исходное положение.

На рис. 16-26 приведена схема счета с накопителем, собранным по схеме на рис. 16-20, и блокинг-одновибратора. Напряжение u_2 на конденсаторе C_2 подается на управляющую сетку лампы $Л$. В исходном положении $u_2 = U_{Б1} < u_{c0}$, и лампа заперта по анодному току. С подачей на вход некоторого числа импульсов u_1 лампа $Л$ отпирается, и происходит блокинг-процесс, в течение которого конденсатор C_2 разряжается. С окончанием блокинг-про-

цесса напряжение на конденсаторе C_2 восстанавливается до первоначального значения $u_2 = U_{Б1}$.

Рассмотренные схемы счета на рис. 16-25 и 16-26 осуществляют односторонний контроль числа поданных на вход импульсов независимо от времени, в течение которого эти импульсы поступают (процесс саморазряда конденсаторов в данном случае во внимание не принимаем).

Для контроля числа импульсов в той или иной посылке сигнала сообщения, как указывалось выше, в дешифрато-

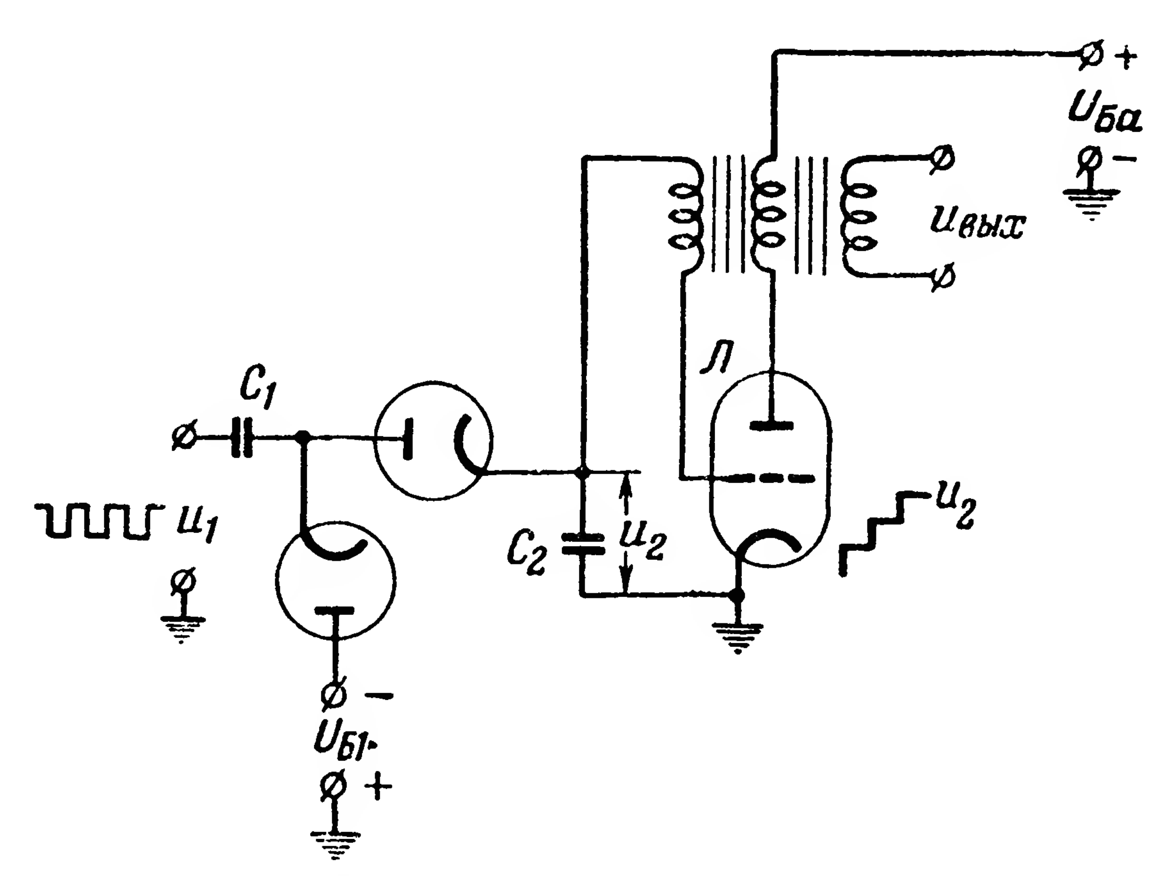


Рис. 16-26. Схема счета числа импульсов с экспоненциальным накопителем и блокинг-одновибратором.

рах числа импульсов имеются элементы, контролирующие либо длительность пауз между импульсами, либо длительность всей посылки.

На рис. 16-27 приведен пример схемы дешифратора, обеспечивающего односторонний контроль числа импульсов снизу и контроль длительности посылки сверху.

Для контроля числа импульсов используется схема счета по рис. 16-25, а для контроля длительности посылки — схема на рис. 16-11 с небольшим изменением схемы одновибратора, собранного на тиратроне $Т_{в2}$. Длительность t_1 контролируемой посылки должна удовлетворять требованию $t_1 < t_{в1}$, где $t_{в1}$ — время пребывания одновибратора, собранного на тиратроне $Т_{в1}$, в возбужденном (квазиустойчивом) состоянии. Через время $t_{в1}$ после воздействия первого импульса поджигается тиратрон $Т_{в2}$ и на конденса-

торе C_2 восстанавливается первоначальное напряжение, равное $U_{Б1}$.

Аналогичные схемы могут быть собраны с электронными лампами или полупроводниковыми триодами.

На рис. 16-28 приведена блок-схема дешифратора с накопителем при двустороннем контроле нескольких значений числа импульсов.

Схема состоит из накопителя, суммирующих элементов (см. § 7-2), амплитудного дешифратора (см. гл. 9) и элементов контроля прохождения посылки.

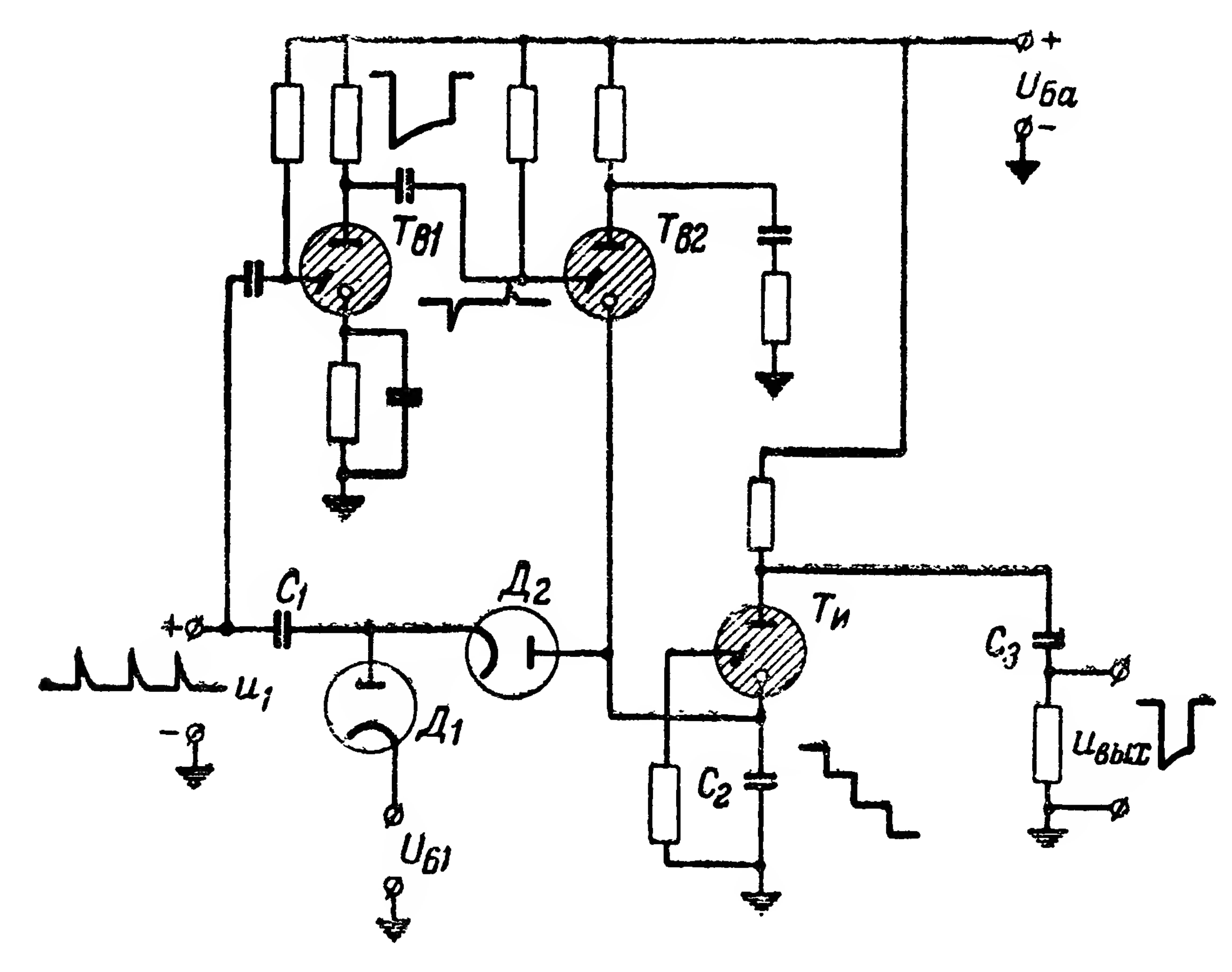


Рис. 16-27. Схема дешифратора с накопителем, обеспечивающего односторонний контроль числа импульсов и длительности посылки.

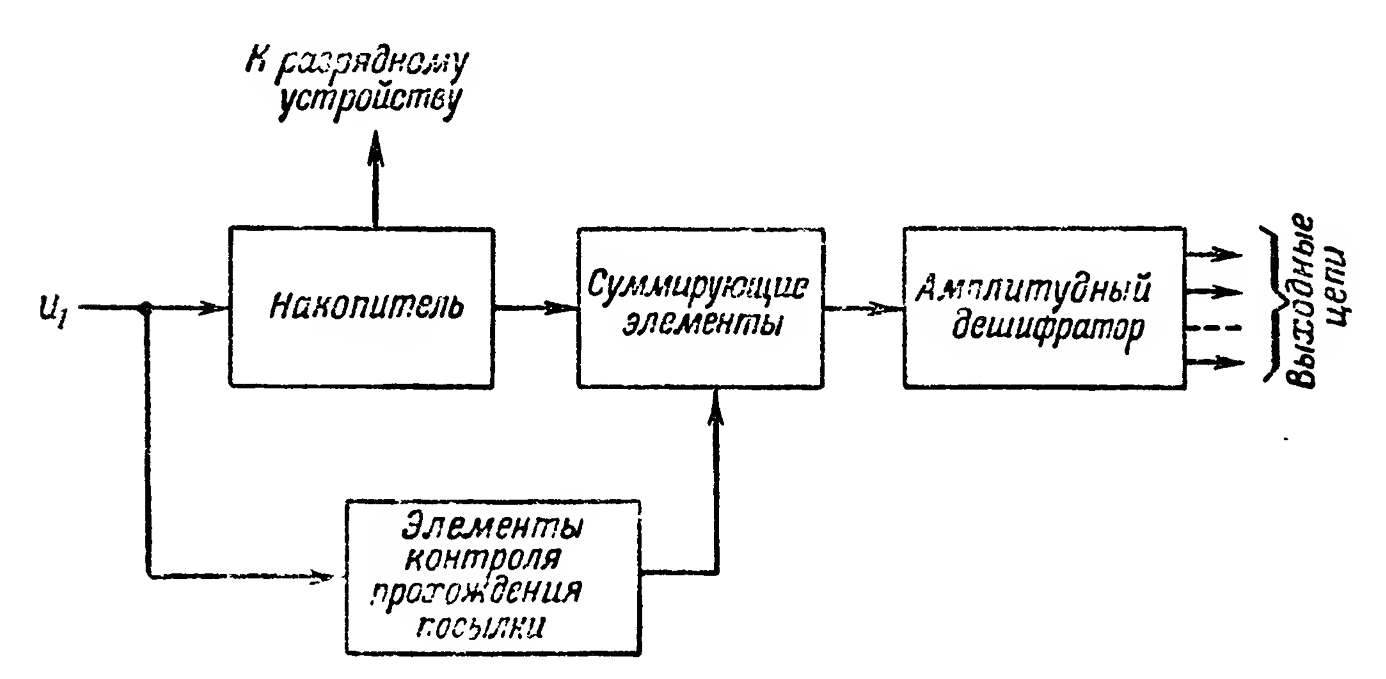


Рис. 16-28. Блок-схема дешифратора с накопителем, обеспечивающего двусторонний контроль нескольких значений числа импульсов.

Напряжение с выхода накопителя подается на вход суммирующей схемы. На последнюю подается также напряжение с выхода схемы контроля прохождения посылки. Через некоторое время после окончания посылки изменяется напряжение на выходе схемы контроля прохождения посылки и тем самым создаются условия (строб) для образования на выходе суммирующей схемы напряжения, равного или пропорционального напряжению на выходе накопителя. Неискаженную передачу напряжения на выходе накопителя могут обеспечить, например, ключевые суммирующие суммы (см. § 7-2,е).

Амплитудный дешифратор в соответствии с величиной поступающего на его вход напряжения воздействует на ту или иную выходную цепь.

16-4. Шифраторы числа импульсов с распределителями

а) Общие сведения о шифраторах числа импульсов

Шифратор числа импульсов обеспечивает формирование посылок сигнала сообщения с различным числом импульсов в зависимости от воздействия на него органов управления, контроля или элементов кодирующего устройства.

На практике используются следующие типы шифраторов числа импульсов:

1) со стартстопными распределителями;
2) с номеронабирателями;
3) с преобразователем длительности посылки в число импульсов.

Шифратор числа импульсов, помимо параметров, обычных для всех шифраторов (см. § 8-2), характеризуется частотой следования формируемых им импульсов и коэффициентом этих импульсов.

б) Шифраторы числа импульсов с контактными стартстопными распределителями

Простейшие шифраторы числа импульсов со стартстопным распределителем могут быть построены на основе вызывных ключей, широко используемых в системах избирательной телефонной связи.

На рис. 16-29 изображена конструктивная схема индивидуального вызывного ключа, который обеспечивает посылку лишь одного определенного числа импульсов.

Этот ключ содержит часовой механизм с двумя осями: ведущей O_1 и ведомой O_2, связанными зубчатой передачей.

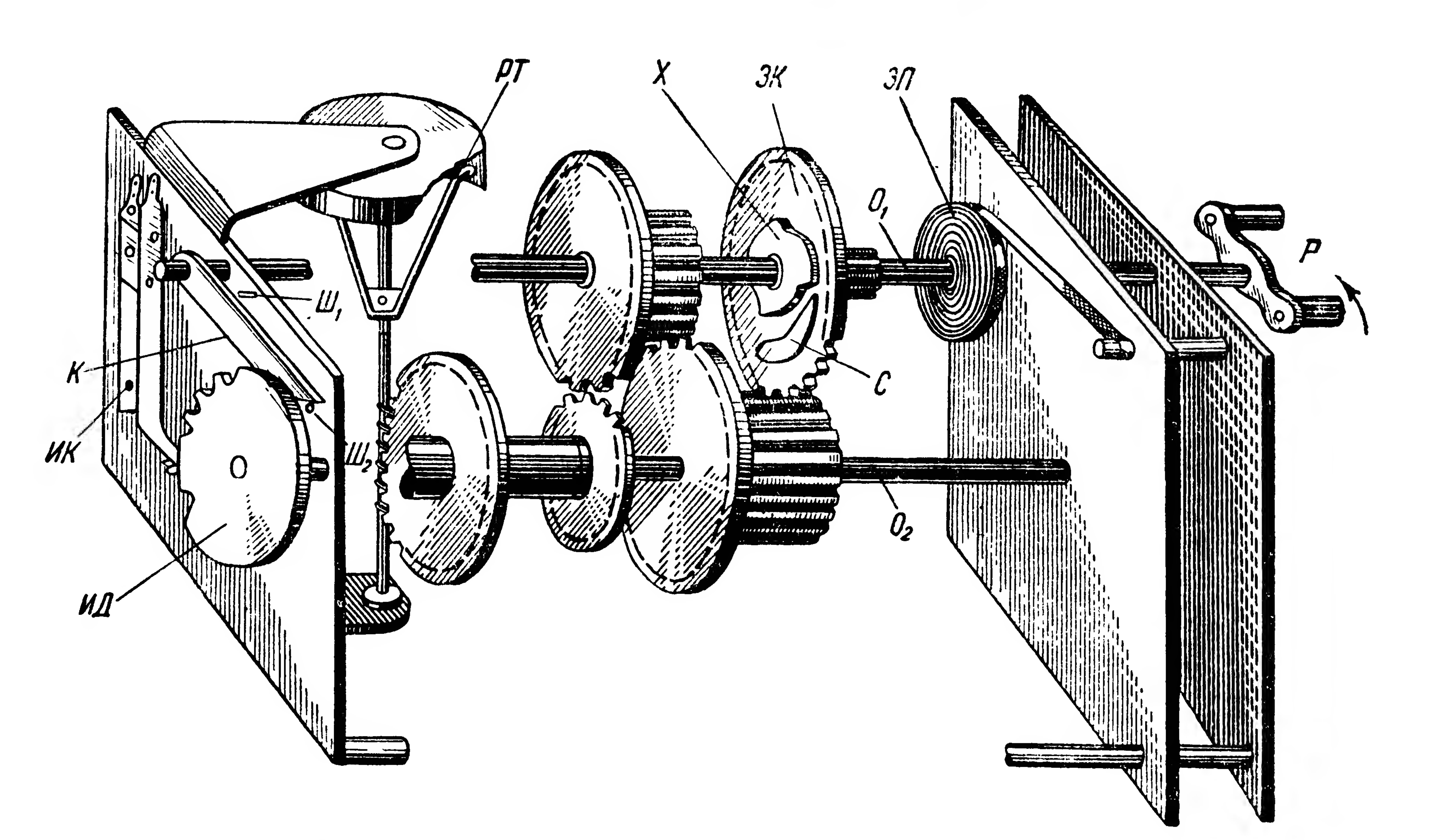


Рис. 16-29. Индивидуальный вызывной ключ избирательной связи.

На первой оси укреплены рукоятка P, спиральная пружина $ЗП$, вращающая механизм, храповик X и свободно насаженное зубчатое колесо $ЗК$; на оси O_2 укреплен импульсный диск $ИД$.

Для посылки данного числа импульсов оператор должен вначале повернуть рукоятку P на четверть оборота по часовой стрелке до упора кулачка K в шрифт $Ш_1$. После отпускания рукоятки ось O_1 начнет вращаться против часовой стрелки, увлекая за собой при помощи храповика X и собачки C зубчатое колесо $ЗК$ и приводя в движение ось O_2. Последняя остановится, сделав полный оборот, когда кулачок K упрется в штифт $Ш_2$ на импульсном диске. Связанный с осью O_2 при помощи червячной передачи регулятор трения PT обеспечивает плавное и равномерное вращение механизма.

Нормально полный оборот импульсного диска $ИД$ совершается в течение 7—8 *сек.* При вращении диска происходят периодические замыкания и размыкания контактов $ИК$ в соответствии с имеющимися на диске зубцами и впадинами.

В типовом ключе импульсный диск снабжен еще специальными сегментами, которые обеспечивают возможность установки для данного ключа той или иной комбинации импульсов (возможна посылка трех различных групп импульсов). Однако, изменив только форму импульсного диска, можно использовать этот ключ и для посылки одной группы импульсов.

Очевидно, что если необходимо при посылке различных команд обеспечить образование различного числа импульсов, нужно установить в командном устройстве и соответствующее число ключей.

Для уменьшения числа устанавливаемых ключей может использоваться так называемый комбинированный вызывной ключ, кинематическая схема которого изображена на рис. 16-30.

Этот ключ состоит из:

а) заводного механизма, аналогичного механизму индивидуального ключа;

б) удлиненной ведомой оси O_2, на которой укреплены 25 импульсных дисков $ИД$ с определенным числом зубцов и впадин каждый;

в) оси O_3, укрепленной в боковых стенках общего корпуса (на рисунке не показан); к этой оси прикреплена рейка P_1 со съемными штифтами против импульсных дисков;

г) каретки $К$ с указательной стрелкой $У$ и фиксирующей плоской пружиной $П$; каретка движется вдоль ключа по двум направляющим $С$ и устанавливается против одного из импульсных дисков $ИД$;

д) двух пар контактов: $К_1$, $К_2$ и $К_3$, $К_4$;

е) корпуса с металлической крышкой с застекленным вырезом.

При вращении оси $О_2$ на все время вращения (1 *об*) замыкаются контакты $К_3$ и $К_4$. Пружина $П$ скользит по

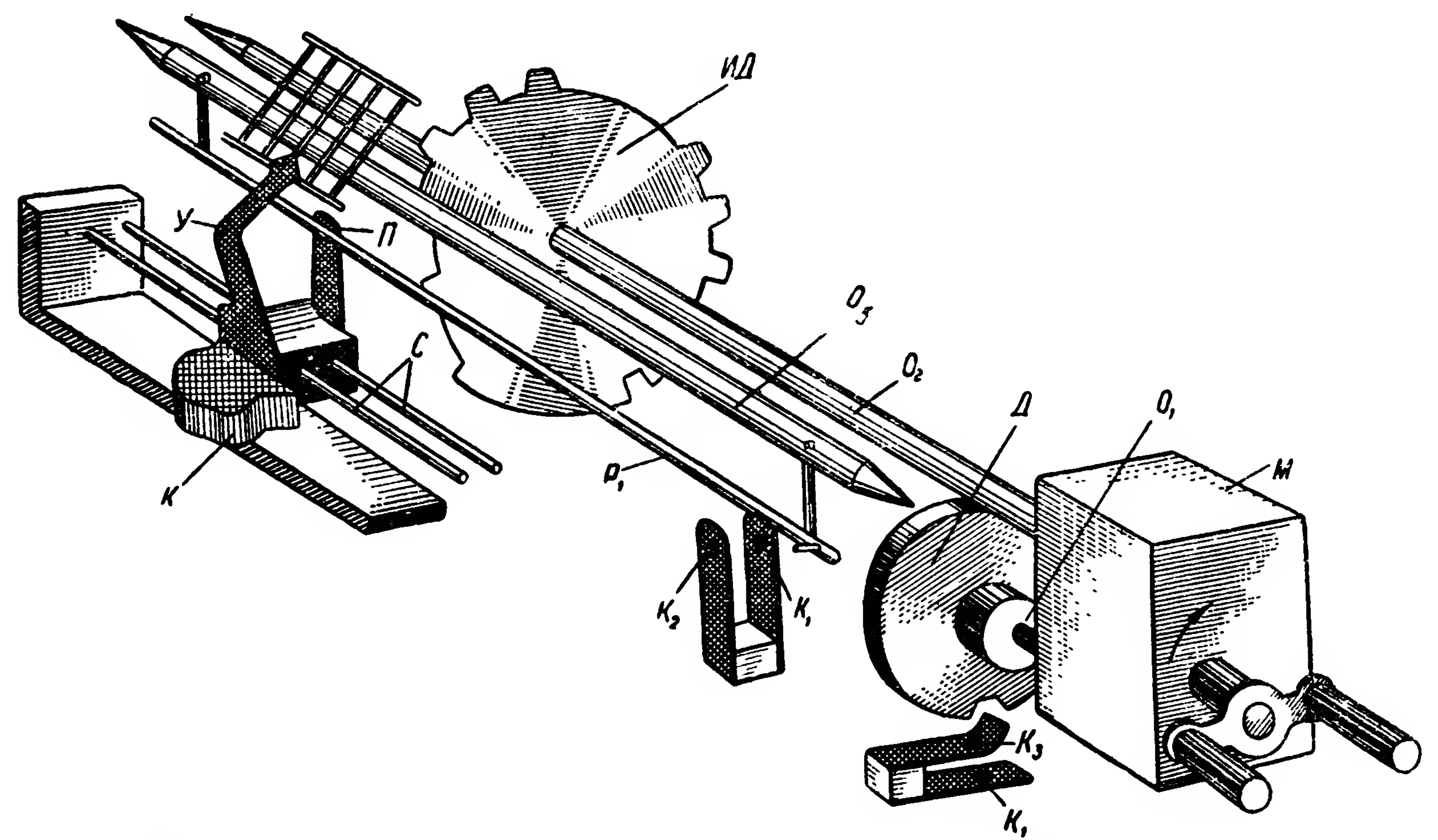


Рис. 16-30. Комбинированный вызывной ключ избирательной связи.

поверхности соответствующего диска, опускаясь во впадины и поднимаясь на зубцы. При подъеме на зубец пружина $П$ упирается в съемный штифт и приподнимает рейку $Р_1$, которая, нажимая на $К_1$, замыкает контакты $К_1$, $К_2$. Когда пружина $П$ опускается, контакты $К_1$, $К_2$ размыкаются.

Описанные вызывные ключи имеют малую скорость работы и требуют от оператора значительного времени для подготовки передачи команды, в силу чего они могут найти лишь ограниченное применение.

Увеличение скорости передачи импульсов и упрощение работы оператора (посылка команды путем нажатия соответствующей кнопки или поворота коммутационного ключа) можно получить путем использования более совершенных стартстопных распределителей и, в частности, распре-

делителей с пружинным двигателем и предварительным заводом на большое число оборотов или распределителей с электродвигателем.

Контактные органы этих стартстопных распределителей, как известно, бывают двух типов: с коммутирующими (импульсными) кулачками (дисками) и с контактным полем.

На рис. 16-31 изображена схема шифратора числа импульсов со стартстопным распределителем с импульсными дисками. Данный генератор обеспечивает возможность об-

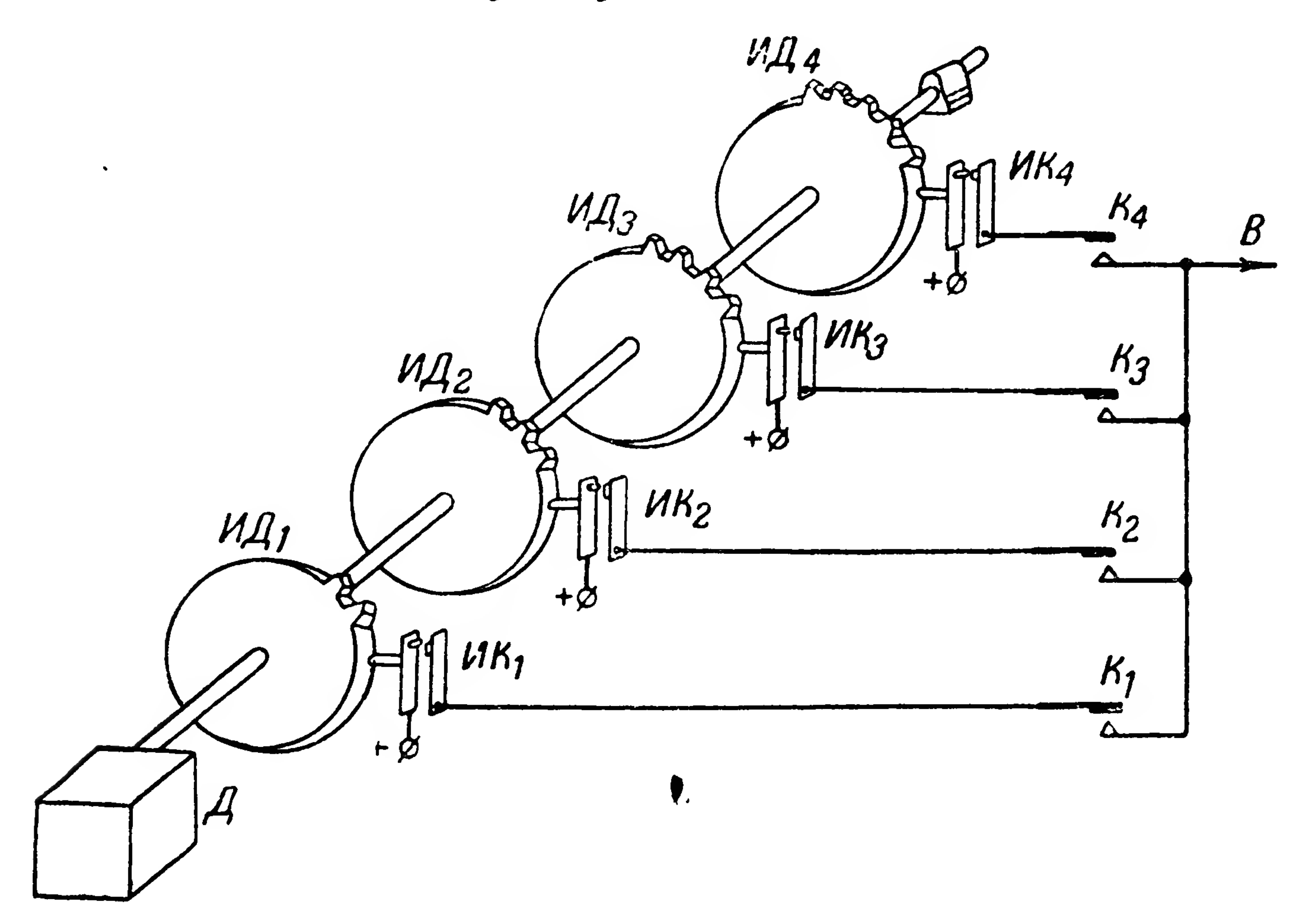


Рис. 16-31. Схема шифратора числа импульсов со стартстопным распределителем с импульсными дисками.

разования четырех различных посылок с рабочим числом импульсов 2 ÷ 5.

Для образования необходимого числа импульсов нужно замкнуть соответствующий контакт ($К_1$—$К_4$). Например, для образования трех импульсов необходимо замкнуть контакты $К_2$; при этом неподвижный контакт $ИК_2$ будет подключен к выходу *В* шифратора.

Запуск двигателя *Д*, вращающего ось распределителя или сцепление оси двигателя с осью импульсных дисков, может производиться от отдельного электрического или механического импульса либо органы управления или контроля одновременно с замыканием одного из контактов $К_1$—$К_4$ могут замкнуть цепь запуска распределителя. Устройство запуска или сцепления осей должно работать таким образом, чтобы при однократном воздействии орга-

нов управления или контроля распределитель совершал лишь 1 *об.*

На рис. 16-32 изображена схема шифратора числа импульсов со стартстопным контактным распределителем с контактным полем. Этот шифратор обеспечивает возможность образования шести различных посылок с числом импульсов 1—6.

Для образования заданного числа импульсов должны быть замкнуты контакты, подключающие напряжение к со-

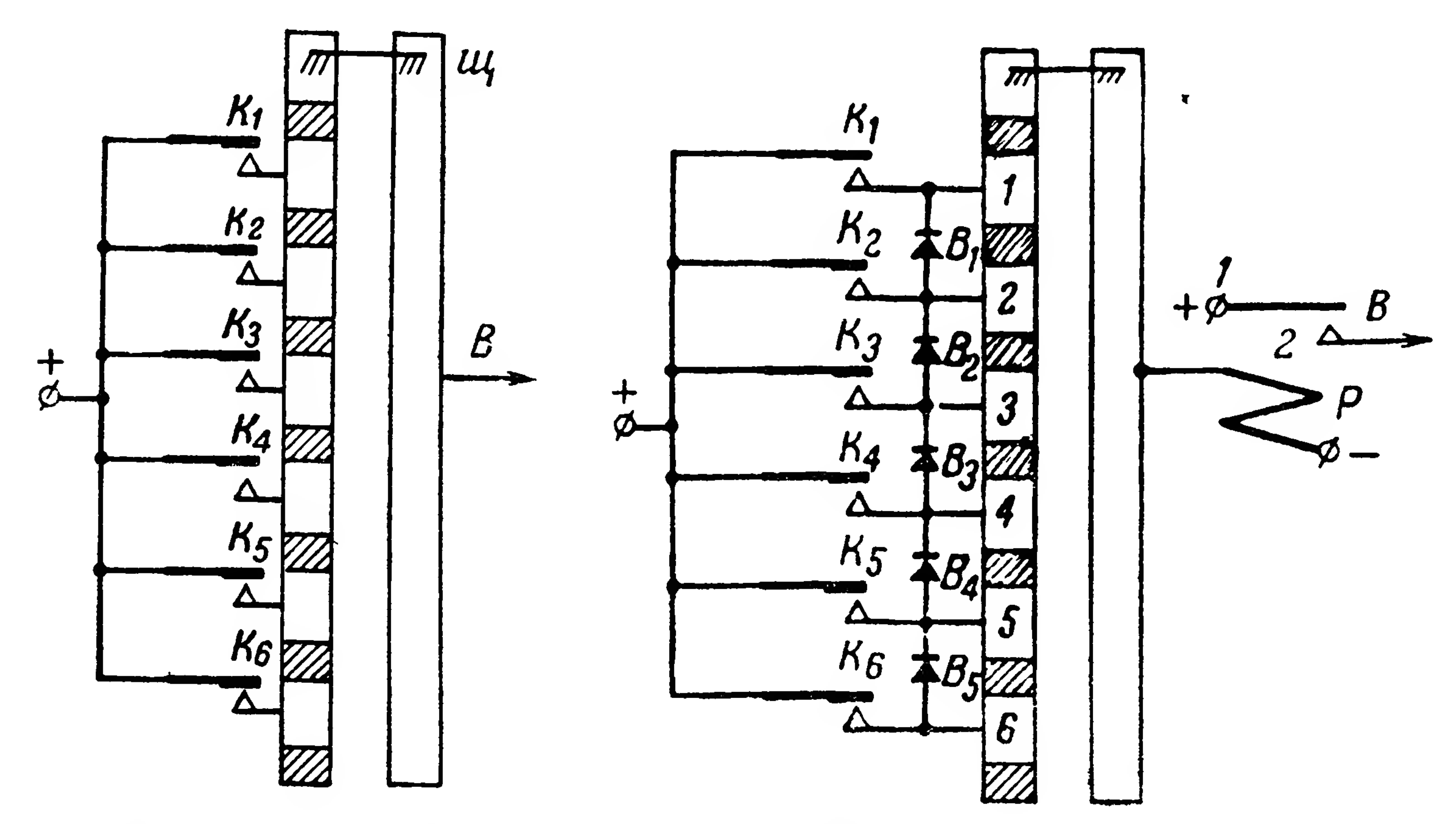


Рис. 16-32. Схема шифратора числа импульсов со стартстопным распределителем с контактным полем.

Рис. 16-33. Вариант схемы шифратора числа импульсов со стартстопным распределителем с контактным полем.

ответствующим ламелям. Например, для образования группы с тремя импульсами должны быть замкнуты контакты K_1, K_2 и K_3. С запуском распределителя начнет перемещаться щетка *Щ*, и напряжение с ламелей будет подключаться к выходу шифратора.

Контакты K_1—K_6 могут являться контактами органов управления или контроля. Как видно из схемы, для посылки определенного числа импульсов должно замыкаться несколько контактов.

Последнее обстоятельство является недостатком, так как приводит к увеличению времени подготовки передачи сообщения или числа контактов органов управления или контроля. Устранить этот недостаток можно различными путями:

а) Разделение цепей с помощью выпрямителей. Пример такой схемы приведен на рис. 16-33.

В данной схеме при замыкании, например, контактов K_4 реле P получит требуемое для его срабатывания питание лишь при прохождении щеток по ламелям *1, 2, 3* и *4*, так как на этих ламелях в цепь реле будут включаться прямые сопротивления выпрямителей B_1—B_3.

При прохождении щеток по ламелям *5* и *6* в цепь реле будут включаться обратные сопротивления выпрямителей B_4—B_5. Ток в цепи будет мал, и реле срабатывать не будет.

б) Применение распределителя с двумя рядами ламелей и схемы с отсекающим реле. Пример такой схемы показан на рис. 16-34.

В данном случае стартстопный распределитель образуется с помощью шагового электромагнитного распределителя обратного хода и двухрелейного генератора импульсов $Г_1$, $Г_2$. Отсекающее реле P_0 выполняет роль суммирующего элемента (реагирует на положения щеток и ключей управления).

В исходном положении щетки стоят на нулевых ламелях; все реле и электромагнит $Э$ находятся в положении покоя.

Разберем работу схемы на примере образования посылки с четырьмя импульсами, для чего необходимо замкнуть контакты K_4. С замыканием верхних контактов K_4 плюс источника питания подключается через нулевую ламель ряда *II* к обмотке реле $Г_1$, а с замыканием нижних контактов K_4—к четвертой ламели ряда *I*.

С подключением питания к реле $Г_1$ начинает работать двухрелейный генератор импульсов $Г_1$, $Г_2$.

При каждом срабатывании реле $Г_1$ его контактами *1*, *2* подается напряжение на выход шифратора, а контактами *3*, *4* — к обмотке $Э$ электромагнита распределителя. При отпускании реле $Г_1$ эти контакты размыкаются; тем самым отключается напряжение от выхода и обмотки $Э$, электромагнит отпускает и переводит щетки на следующую ламель.

С переводом щеток на первую ламель реле $Г_1$ получает питание через сплошную ламель ряда *II*, в силу чего генератор импульсов будет продолжать работать до возвращения щеток на нулевую ламель.

После передачи четвертого импульса в последующую паузу щетки распределителя становятся на четвертую ламель. При этом по цепи (+)—контакт K_4—ламель *4* ряда *I* — щетка — P_0 —(—) получает питание и срабатывает

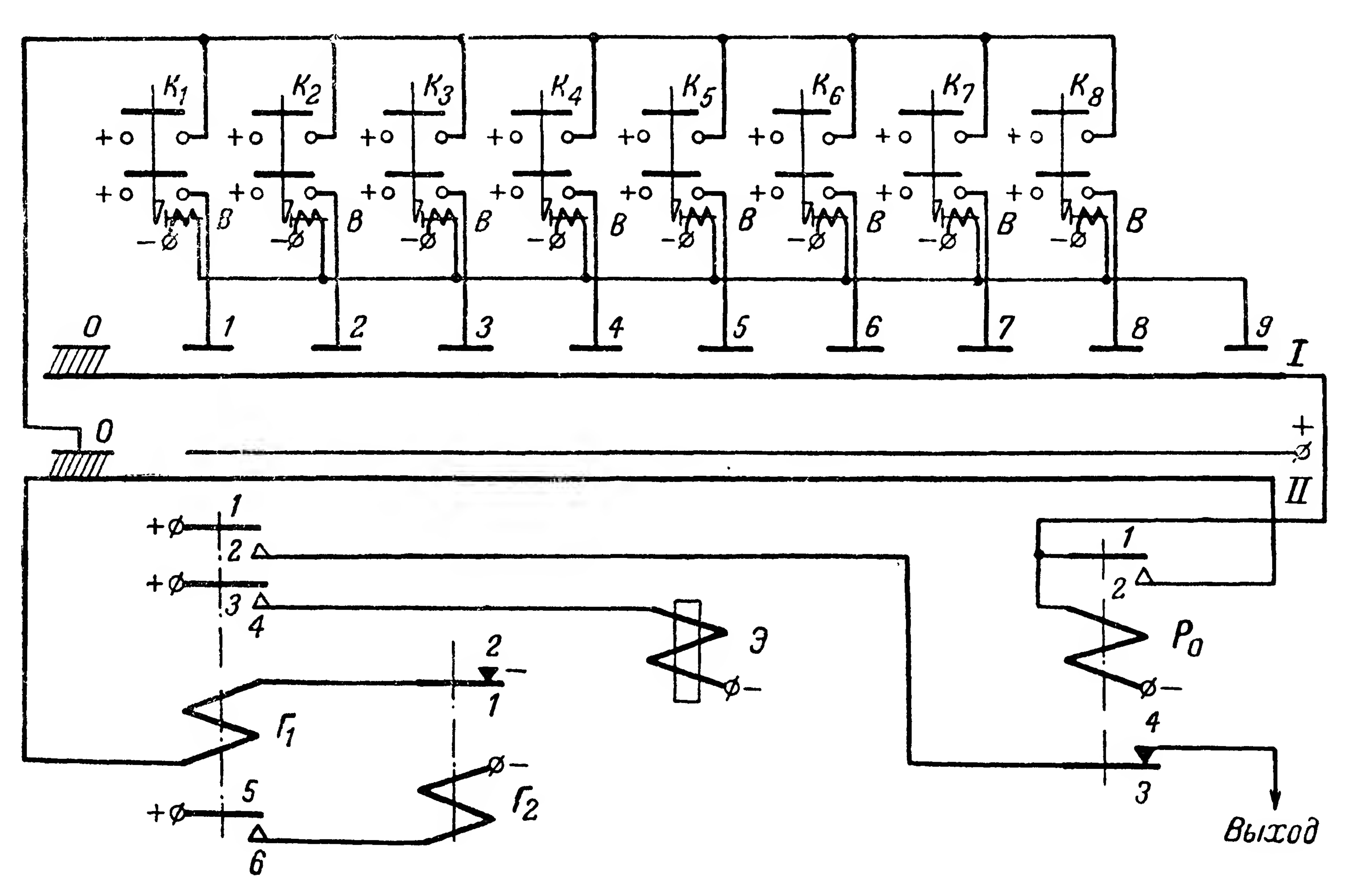


Рис. 16-34. Схема шифратора числа импульсов с электромагнитным шаговым распределителем, генератором импульсов и отсекающим реле.

отсекающее реле, которое своими контактами *1, 2* самоблокируется через перепаянный ряд *II*, благодаря чему оно остается в рабочем положении до возвращения щеток на нулевую ламель.

Контактами *3, 4* реле P_0 при его срабатывании выход шифратора отключается от генератора. Генератор импульсов продолжает работать, а щетки распределителя передвигаться по последующим ламелям.

По достижении щеткой ряда *I* девятой ламели получают питание обмотки электромагнитов *В* по цепи (+)—об-

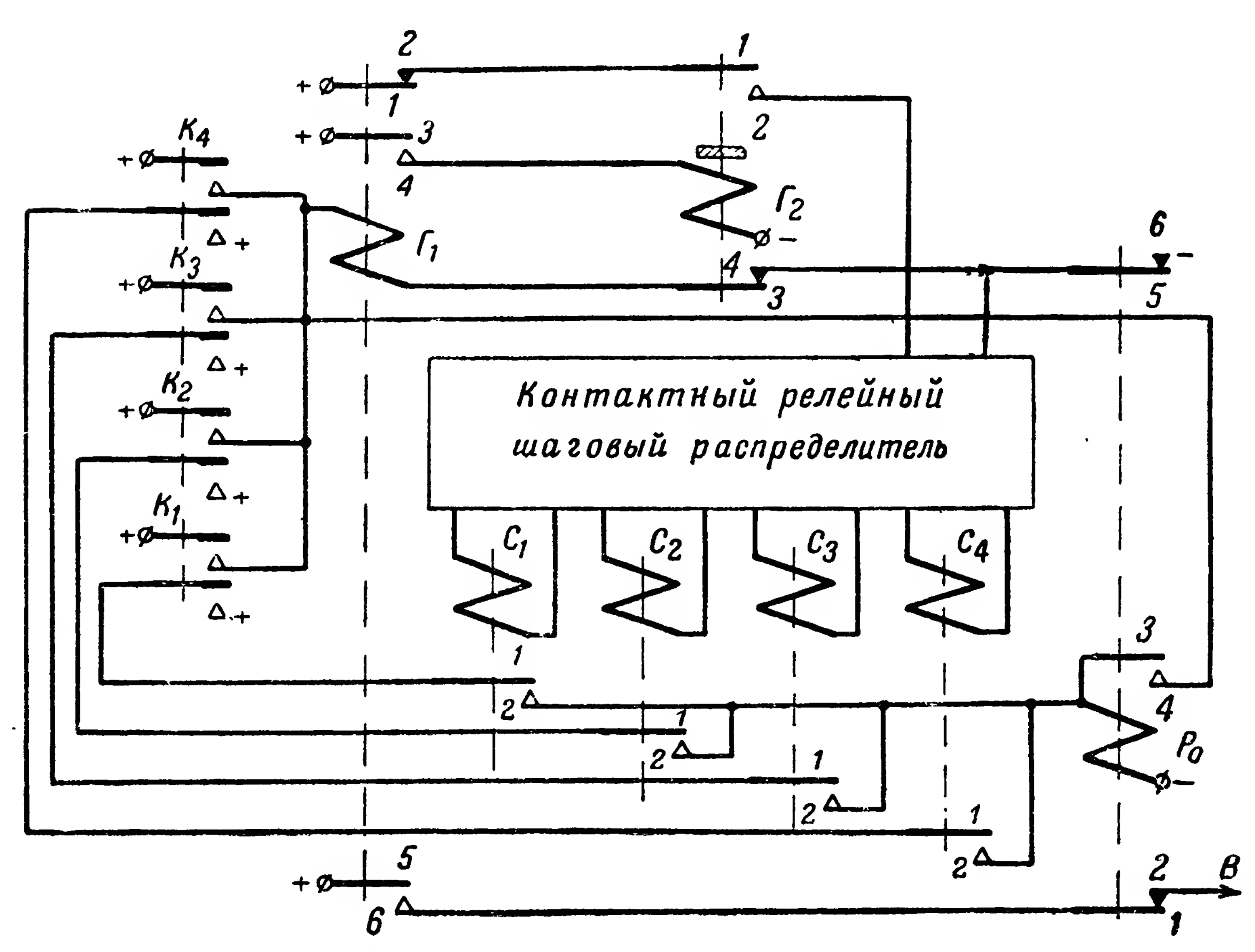


Рис. 16-35. Схема шифратора числа импульсов с контактным релейным распределителем и отсекающим реле.

щая ламель ряда *II*—щетка—*1,2*P_0—щетка ряда *I* — ламель *9* ряда *I*—обмотки *В*—(—). Электромагниты *В* воздействуют на защелки или другие фиксирующие устройства органов управления или контроля, и контакты K_4 размыкаются.

С приходом щеток на нулевые ламели и размыканием контактов K_4 схема приходит в исходное положение.

На рис. 16-35 изображена схема шифратора числа импульсов с контактным релейным распределителем.

Шифратор обеспечивает образование четырех различных посылок с числом импульсов 1—4. Схема содержит:

двухрелейный генератор импульсов $Г_1$, $Г_2$, контактный релейный распределитель, отсекающее реле $Р_0$ и контакты $К_1$—$К_4$, положения которых определяются воздействием органов управления или контроля.

Контактный релейный распределитель может быть собран по любой из рассмотренных выше схем (см. § 13-2).

В исходном состоянии все контакты $К_1$—$К_4$ разомкнуты и все реле находятся в положении покоя. При замыкании одной из пар контактов получает питание обмотка реле $Г_1$ и генератор импульсов начинает работать.

При срабатывании реле $Г_1$ через его контакты *5, 6* подается напряжение к выходу *В* шифратора.

При отпускании $Г_1$ через его контакты *1, 2* и контакты *1, 2* $Г_2$ подается импульс на шаговый распределитель; последний при этом включает очередное счетное реле $С_1$—$С_4$.

Допустим, что были замкнуты контакты $К_3$. Верхний контакт этой группы подключает питание к реле $Г_1$, а нижний—к контакту реле $С_3$.

С наступлением третьей паузы, когда в 3-й раз отпустит реле $Г_1$, реле $С_3$ срабатывает; при этом его контакты *1, 2* подключают питание к реле $Р_0$, которое самоблокируется через свои контакты *3, 4* и верхние контакты $К_3$ и остается в рабочем положении до отпускания кнопки $К_3$.

Контакты *1, 2* $Р_0$ отключают выход *В* от генератора импульсов, а контакты *5, 6* $Р_0$, размыкаясь, прекращают работу генератора импульсов и возвращают распределитель в исходное положение.

в) Шифраторы числа импульсов с неконтактными распределителями

Принцип действия шифратора числа импульсов с неконтактным стартстопным распределителем иллюстрируется рис. 16-36.

Стартстопный распределитель, получив стартовый импульс, приходит в движение и поочередно воздействует на суммирующие элементы *1СЭ, 2СЭ...nСЭ*.

На эти же элементы воздействуют органы управления или контроля или другие части кодирующего устройства.

В зависимости от характера этого воздействия на выход шифратора *В* проходит то или иное число импульсов.

На рис. 16-37 изображен пример шифратора числа импульсов с неконтактным распределителем.

Неконтактный стартстопный распределитель в данном случае образуется с помощью неконтактного шагового распределителя и генератора импульсов — мультивибратора,

собранного на двойном триоде $Л_1$. Задачу суммирующих элементов выполняют диоды $Д_1 - Д_3$, сопротивления R'_1 — R'_4, $R''_1 - R''_4$ и лампа $Л_2$, которая одновременно является выходной.

Органы управления или контроля воздействуют на шифратор путем установки соответствующих значений напряжений $U_{y1} \ldots U_{y3}$.

Будем полагать в общем случае, что неконтактный шаговый распределитель реагирует лишь на положительные импульсы напряжения и работает таким образом, что в ис-

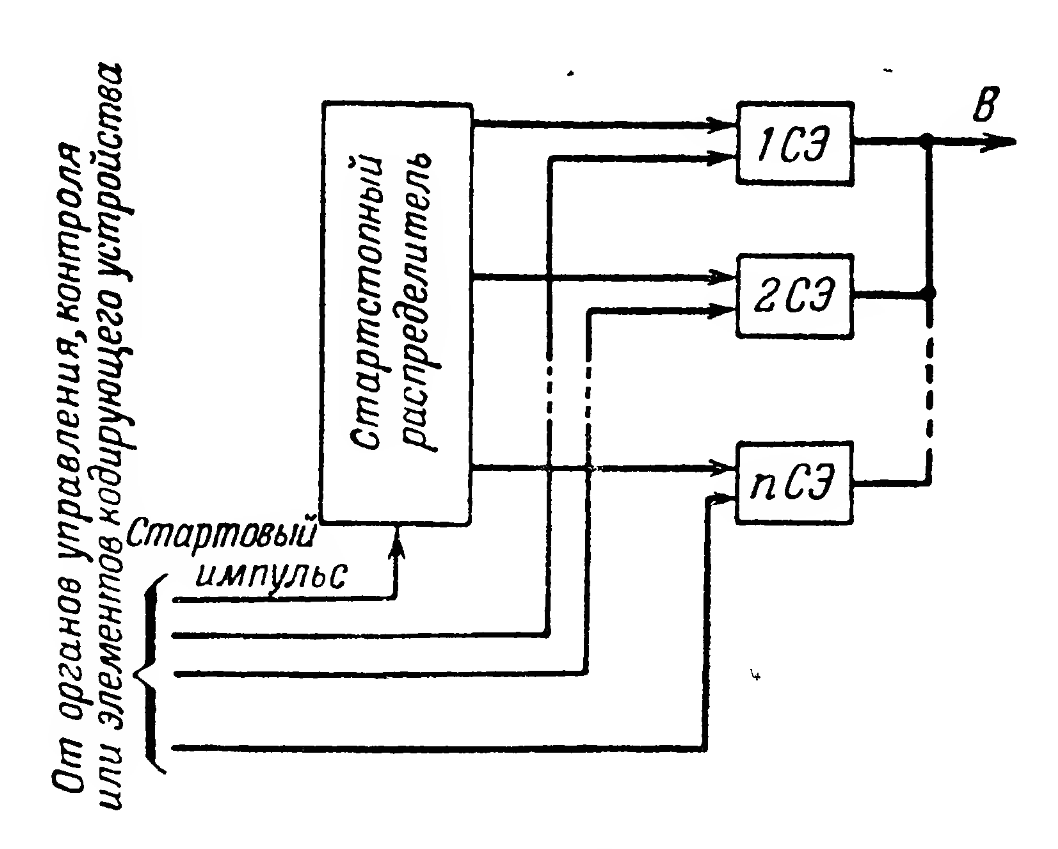


Рис. 16-36. Функциональная схема шифратора числа импульсов с неконтактным стартстопным распределителем.

ходном положении в сопротивлении R_1 проходит ток, образующий на нем положительное напряжение $u_{сп}$, а в сопротивлениях R_2—R_4 тока нет.

При воздействии первого импульса ток в сопротивлении R_1 становится равным нулю, а по сопротивлению R_2 начинает проходить ток, образуя на нем положительное напряжение $U_{сп}$; при воздействии второго импульса возникает ток в сопротивлении R_3, а в сопротивлении R_2 он становится равным нулю и т. д. до приведения схемы в исходное положение.

В цепи сетки лампы $Л_2$ действуют следующие напряжения: смещения $U_{Б.с}$, снимаемое с сопротивления R''_1, напряжение, снимаемое с анода *1* лампы $Л_1$.

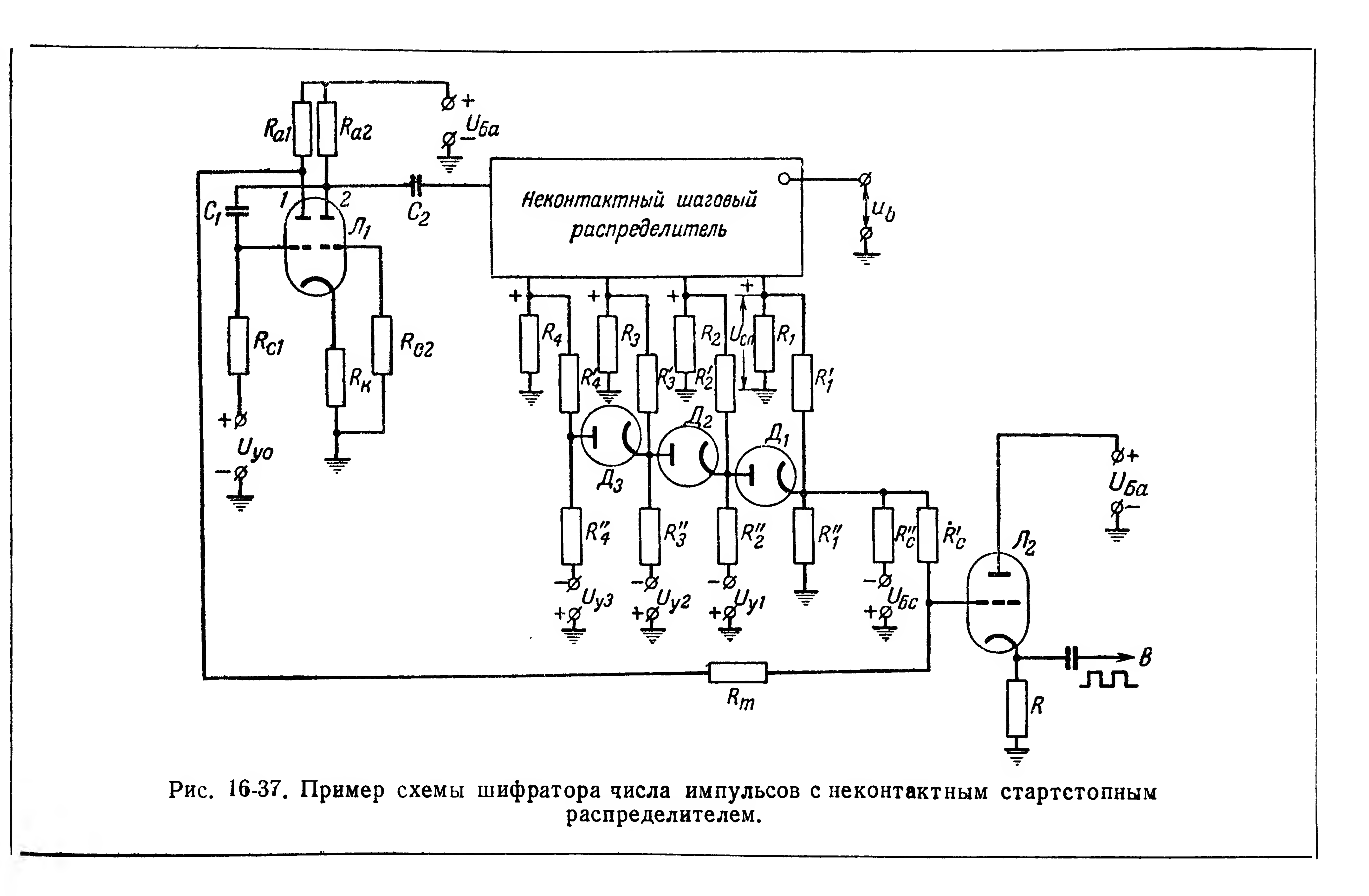


Рис. 16-37. Пример схемы шифратора числа импульсов с неконтактным стартстопным распределителем.

Параметры схемы выбраны таким образом, что лампа $Л_2$ отпирается, если на сопротивлении R_1'' образуется положительное напряжение, снимаемое с одного из сопротивлений $R_1 - R_4$, и если триод *1* лампы $Л_1$ заперт.

Работа всей схемы происходит следующим образом.

В исходном положении установлено некоторое положительное напряжение U_{y0} так, что триод *1* лампы $Л_1$ отперт, а триод *2* заперт. На сопротивлении R_1'' образуется положительное напряжение, потенциометрически снимаемое с сопротивления R_1. При отпертом триоде *1* лампы $Л_1$ лампа $Л_2$ заперта.

Для образования посылки, например с двумя импульсами, необходимо установить напряжения $|U_{y2}| > U_{сп}$ и $U_{y1} = U_{y3} = 0$.

Для запуска схемы необходимо установить $U_{y0} = 0$; при этом начинает работать мультивибратор. Вначале запрется триод *1* лампы $Л_1$ и отопрется триод *2*. Это обусловит подачу на сетку $Л_2$ положительного напряжения, и лампа $Л_2$ отопрется. В следующий момент времени запрется триод *2* лампы $Л_1$ и отопрется триод *1*. Это обусловит запирание $Л_2$ и подачу на шаговый распределитель положительного импульса.

При воздействии последнего шаговый распределитель снимет напряжение $U_{сп}$ с сопротивления R_1 и подаст его на сопротивление R_2; так как $U_{y1} = 0$, то диод $Д_1$ проводит и на сопротивлении R_1'' образуется положительное напряжение. В следующий период работы мультивибратора вначале запрется триод *1* лампы $Л_1$ и отопрется триод *2*, лампа $Л_2$ будет отперта, а затем вновь отопрется триод *1* лампы $Л_1$ и запрется триод *2*. При этом лампа $Л_2$ запрется, а шаговый распределитель, получив второй импульс, снимет напряжение $U_{сп}$ с сопротивления R_2 и подаст его на сопротивление R_3

Однако так как в схеме ранее было установлено, что $|U_{y2}| > U_{сп}$, то триод $Д_2$ не проводит, вследствие чего положительное напряжение на сопротивлении R_1'' не образуется. В результате при всех последующих отпираниях триода *1* $Л_1$ лампа $Л_2$ не отпирается и, следовательно, подача импульсов на выход шифратора прекращается.

Для приведения схемы в исходное положение органы управления или контроля должны установить требуемое значение U_{y0} и подать импульс напряжения $u_в$ для возврата шагового распределителя в исходное положение.

Возврат шифратора в исходное положение может быть произведен и автоматически с помощью специальной схемы возврата. Последняя строится аналогично рассмотренным выше схемам возврата для дешифраторов числа импульсов.

На выходе шифратора на рис. 16-37 вместо катодного повторителя $Л_2$ может быть установлен одновибратор или какой-либо другой элемент формирования импульсов.

В данной схеме может быть использован любой другой стартстопный распределитель, обеспечивающий поочередное переключение импульсов напряжения $U_{сп}$ в сопротивлениях R_1—R_4.

Вместо суммирующих элементов, построенных на диодах, могут использоваться элементы с триодами или многосеточными лампами.

16-5. Шифраторы числа импульсов с номеронабирателем и преобразователями

а) Шифратор числа импульсов с номеронабирателем

Для формирования посылок с различными числами импульсов, следующих с небольшой частотой (5—20 имп. в *сек*) в некоторых системах телеуправления используются номеронабиратели. Наибольшее распространение номеронабиратели получили в автоматической телефонии (АТС).

Номеронабиратели различных систем, различаясь по конструкции, основаны на том, что периодические замыкания и размыкания контактов производятся механически кулачком или импульсным диском под действием предварительно заведенной пружины.

Роль оператора сводится к тому, что, производя предварительную установку номеронабирателя, он тем самым заводит пружину и одновременно определяет число замыканий и размыканий контактов, которые должен произвести номеронабиратель.

На рис. 16-38 показана кинематическая схема номеронабирателя, применяемого в настоящее время в системе АТС [Л. 56]. На оси *О* закреплен диск *Д* с 10 занумерованными отверстиями. На этой же оси закреплен храповик *X* и свободно сидит червячное колесо *ЧК*.

На червячном колесе закреплена ось собачки *С*, упирающейся в зубья храповика. Червячное колесо сцепляется с червячной осью *ЧО*, на нижнем конце которой закреплен эксцентрик *Э* из изоляционного материала. Эксцентрик при вращении оси периодически раздвигает пружины импульсных контактов *ИК*.

Набор каждой цифры номера осуществляется путем поворота диска по часовой стрелке так, чтобы отверстие, обо-

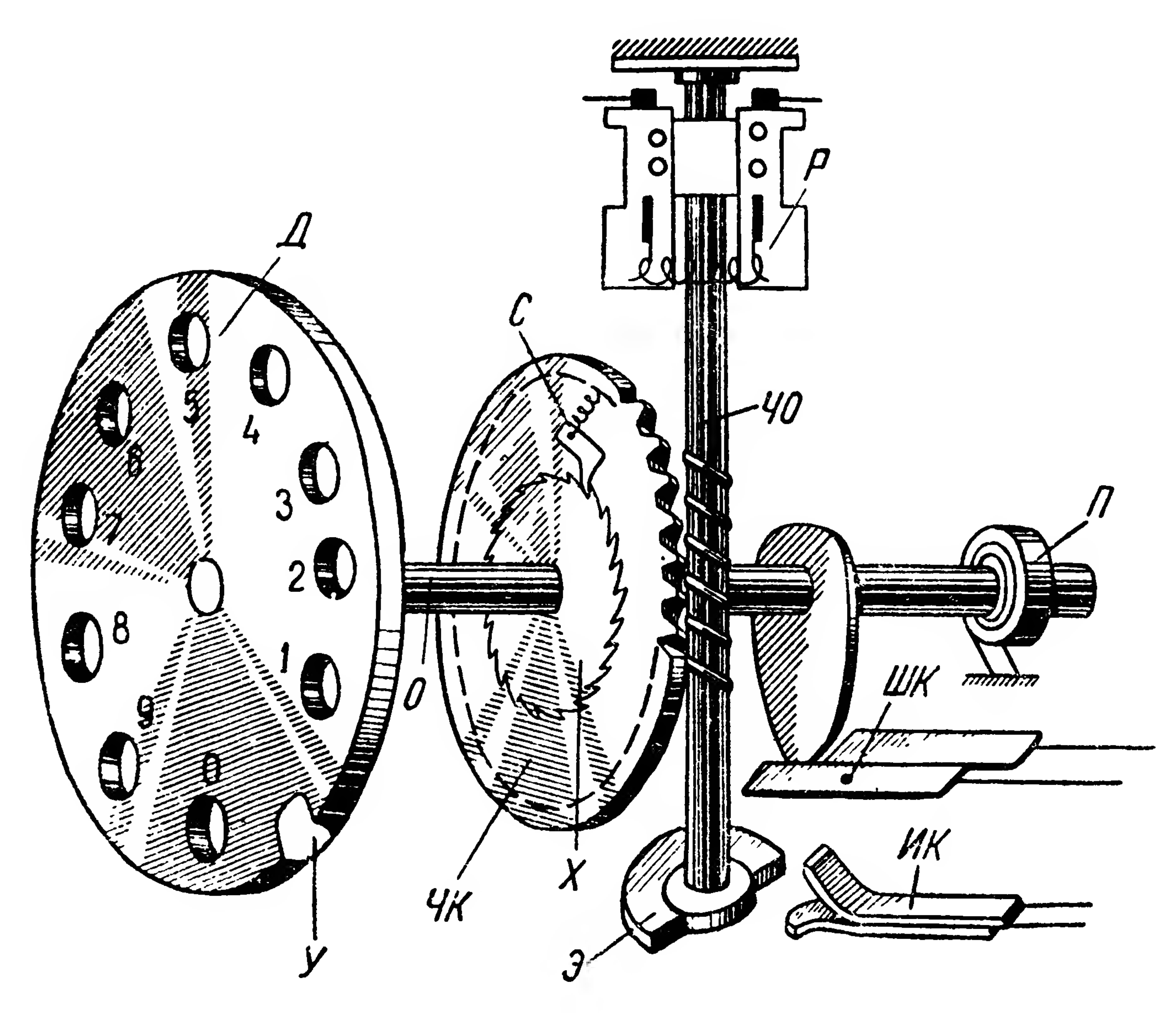


Рис. 16-38. Конструктивная схема номеронабирателя.

значенное этой цифрой, оказалось перед упором *У*, после чего диск отпускается.

При движении диска по часовой стрелке заводится спиральная пружина *П*, стремящаяся возвратить диск в исходное положение; при этом собачка, укрепленная на червячном колесе, скользит по зубьям храповика так, что червячное колесо и червячная ось остаются неподвижными.

Когда диск отпускается, спиральная пружина *П* развертывается и поворачивает ось номеронабирателя вместе с диском и храповиком против часовой стрелки. При этом зубья храповика упираются в собачку, вследствие чего червячное колесо также увлекается и вращается против часовой стрелки.

Таким образом, червячная ось тоже вертится, и эксцентрик периодически размыкает импульсный контак *ИК*. Червячная передача рассчитывается таким образом, чтобы количество оборотов червячной оси, а следовательно, и количество размыканий импульсного контакта соответствовали набранной цифре.

Равномерность вращения червяка обеспечивается регулятором *Р* центробежного типа. Кроме импульсного контакта, номеронабиратель содержит еще так называемый шунт-контакт *ШК*, который разомкнут, пока диск находится в исходном положении, и замыкается, когда диск сдвигается с исходного положения.

Контакты *ШК* могут выполнять различные функции в схеме; в частности, если их соединить последовательно с контактами *ИК*, то они могут обеспечить образование предварительного длительного импульса (замыкание цепи) при наборе номера.

На рис. 16-39 изображена другая кинематическая схема номеронабирателя.

Будучи сходен по своей идее с номеронабирателем, показанным на рис. 16-38, этот номеронабиратель имеет более сложную конструкцию.

В данном случае замыкание и размыкание контактов *ИК* производятся импульсным диском *ИД* при вращении оси O_1 под действием предварительно заведенной пружины *П*.

Номеронабирателями серийного производства, предназначенными в основном для использования их в системах АТС, обеспечивается частота замыкания импульсных контактов *ИК*, равная 10 *гц*. На рис. 16-40 изображен типовой график работы импульсных контактов *ИК*.

Допустимое отклонение частоты замыкания *ИК* 10%. Нормальный коэффициент импульса

$$k_{и} = \frac{t_{п}}{t_{р}} = \frac{62,5}{37,5} = 1,66;$$

допустимые пределы изменений $k_{и} = 1,4 \div 1,8$.

Отверстия в диске номеронабирателя (рис. 10-38 и 10-39) занимают не всю окружность, а между упором диска и отверстием для цифры *1* имеется некоторый увеличенный угол. Это делается для того, чтобы увеличить время, потребное на завод диска, и тем самым увеличить

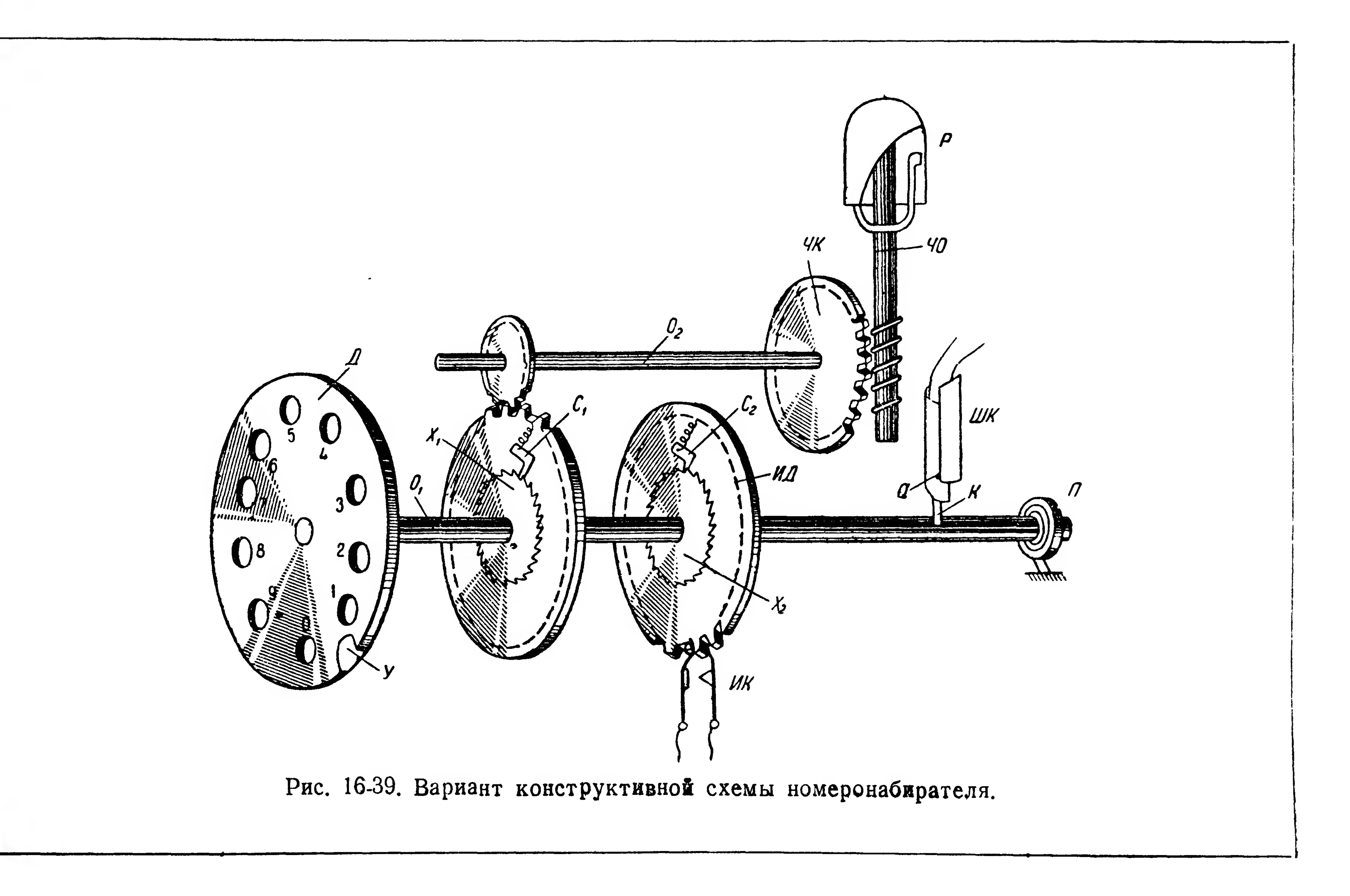


Рис. 16-39. Вариант конструктивной схемы номеронабирателя.

интервал времени между последовательными посылками двух групп импульсов, что необходимо для нормальной работы АТС.

Недостатками типовых номеронабирателей с точки зрения использования их в различных системах телеуправления являются:

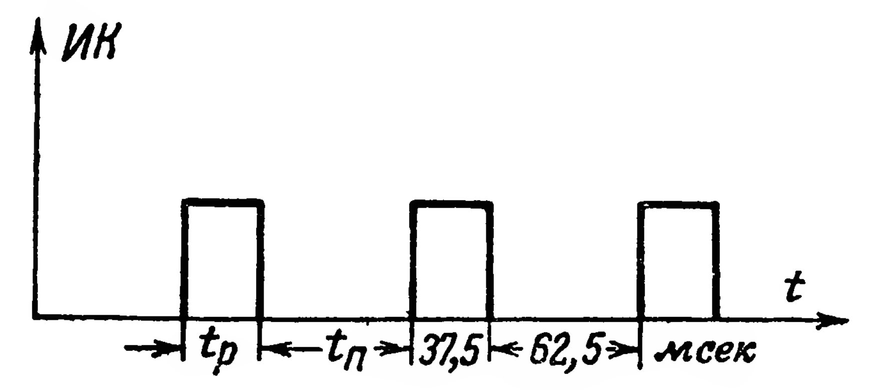


Рис. 16-40. Временной график работы импульсных контактов номеронабирателя.

1) малая скорость работы — большое время подготовки к действию (завод) и малая частота следования импульсов;

2) большое число действий, требующееся от оператора для посылки определенного числа импульсов.

В тех случаях, когда указанные недостатки не имеют существенного значения, могут использоваться типовые, а иногда и специально сконструированные номеронабиратели.

б) Шифраторы числа импульсов с преобразователями

Для построения шифраторов числа импульсов может использоваться преобразование длительности посылки в число импульсов. Блок-схема такого шифратора приведена на рис. 16-41. Шифраторы длительности посылки рассмотрены в § 11-6.

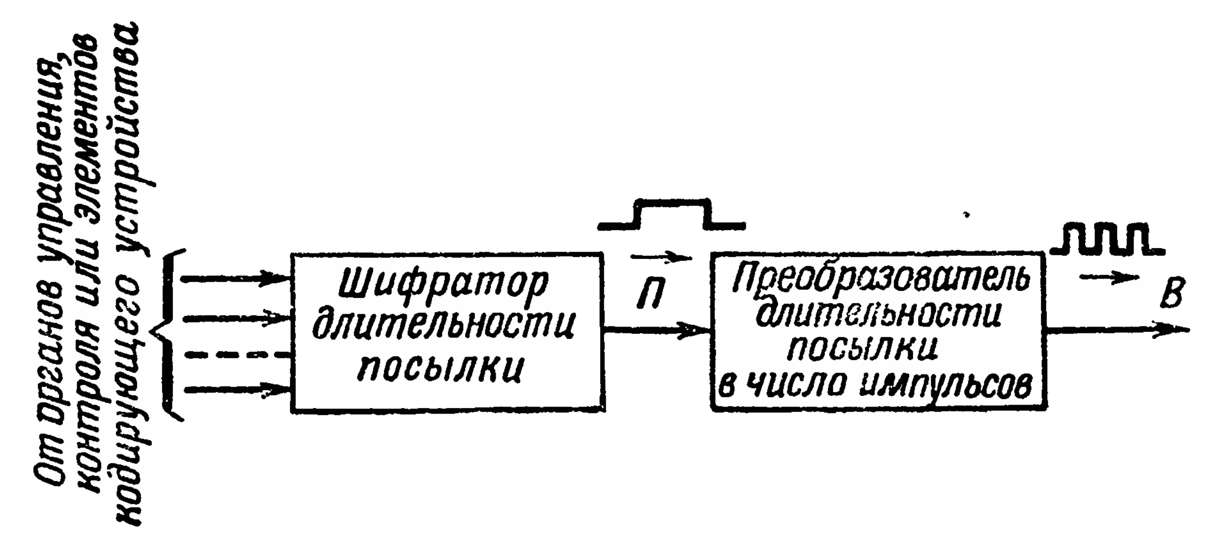


Рис. 16-41. Блок-схема шифратора числа импульсов с преобразователем длительности посылки в число импульсов.

Преобразование длительности посылки в число импульсов может быть выполнено с помощью:

1) управляемого генератора импульсов;

2) непрерывно работающего генератора импульсов и релейно-суммирующей схемы.

В первом случае с началом воздействия на входе преобразователя посылки *П* начинает работать генератор и на выходе *В* шифратора формируется периодическая последовательность импульсов. С окончанием посылки *П* генератор работу прекращает.

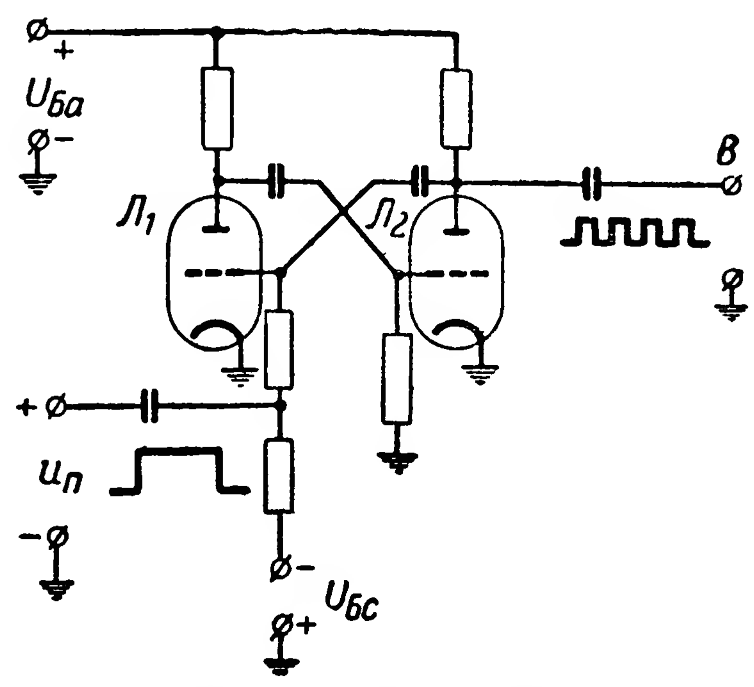


Рис. 16-42. **Пример схемы управляемого генератора импульсов.**

Очевидно, что если длительность посылки *П* равна $t_р$, а период работы генератора импульсов *T*, то число импульсов посылки на выходе шифратора $n = E\left(\frac{t_р}{T}\right)$, где $E\left(\frac{t_р}{T}\right)$ — целая часть числа $\frac{t_р}{T}$.

Управление началом и окончанием работы любого генератора импульсов можно получить изменением напряжения в одной из его цепей. Например, в схеме на рис. 16-42 начало работы мультивибратора, собранного на триодах $Л_1$ и $Л_2$, определяется

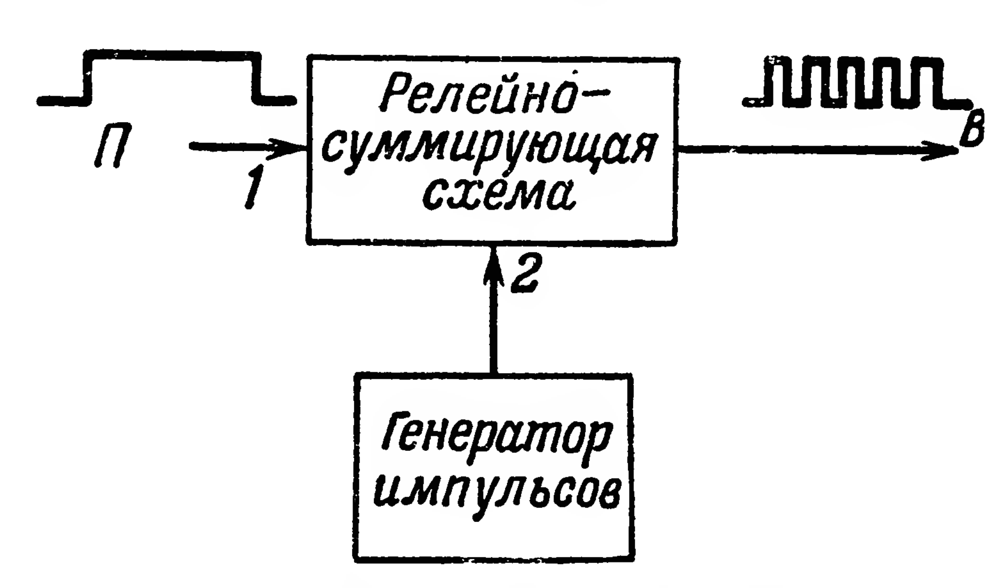


Рис. 16-43. Блок-схема преобразователя длительности посылки в число импульсов с непрерывно работающим генератором.

установкой $u_п = -U_{Б.с}$, а окончание—установкой $u_п = 0$ при $U_{Б с} < u_{с0}$, где $u_{с0}$ — напряжение запирания триода $Л_1$ по анодному току.

Во втором случае преобразователь длительности посылки в амплитуду строится по блок-схеме на рис. 16-43. Генератор импульсов в этой схеме работает непрерывно, подавая импульсы на вход *2* релейно-суммирующей схемы.

Эти импульсы проходят на выход *В* суммирующей схемы лишь в случае, если на вход *1* ее воздействует посылка *П*. Способы построения суммирующих схем приведены в § 7-2.

На рис. 16-44 приведен пример схемы преобразователя длительности посылки в число импульсов, в которой генератор импульсов собран на триоде $Л_1$ и пентоде $Л_2$, а релейно-суммирующая схема—на пентоде $Л_3$.

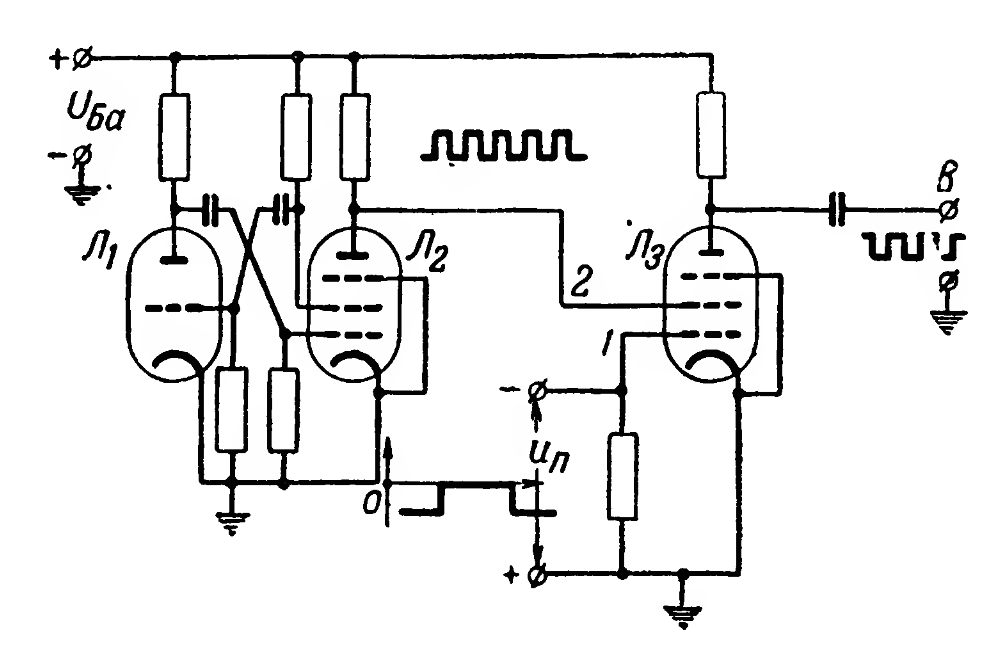


Рис. 16-44. Пример схемы преобразователя длительности посылки в число импульсов с непрерывно работающим генератором.

Генерируемые импульсы с анода пентода $Л_2$ подаются на экранирующую сетку $Л_3$, а напряжение $u_п$ — на управляющую сетку. При $u_п < u_{c0}$ пентод $Л_3$ заперт по анодному току, а при $u_п = 0$ он открыт. При открытом пентоде $Л_3$ с изменением напряжения на его экранирующей сетке на выходе *В* образуется периодическая последовательность импульсов.

Приложение 1

БЛОК-СХЕМЫ, ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ И ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СИСТЕМ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ И ТЕЛЕКОНТРОЛЯ

Для проектирования того или иного устройства, анализа его работы, изготовления, проверки в процессе эксплуатации и т. п. используют следующие виды начертания схем взаимодействия составных частей и элементов этого устройства:

1) блок-схемы;
2) функциональные схемы;
3) принципиальные схемы;
4) принципиально-монтажные и монтажные схемы.

а) Блок-схемы

Блок-схема отображает составные части данного устройства и их место в общей системе.

Блок-схема обычно вычерчивается в виде квадратов или прямоугольников. Каждый такой квадрат или прямоугольник представляет собой определенную часть рассматриваемого устройства, о чем делается соответствующая надпись в середине его, сверху или снизу или производится необходимая сноска.

Прямоугольники располагаются в порядке взаимодействия представляемых ими частей и соединяются сплошными линиями или стрелками.

Пусть, например, необходимо спроектировать селекторное устройство, которое должно удовлетворять следующим требованиям:

После шести последовательных срабатываний приемного реле *А* к исполнительной цепи должно подключаться периодически прерывающееся напряжение. После срабатывания приемного реле *В* напряжение от исполнительной цепи должно отключаться и вся схема должна приходить в исходное положение.

Если число срабатываний реле *А* меньше шести, то напряжение к исполнительной цепи подключаться не должно, а при срабатывании реле *В* схема и в этом случае должна приходить в исходное положение.

Уясним, из каких частей должно состоять такое устройство. Из условий задания следует, что прежде всего данное селекторное устройство должно иметь два приемных реле; затем, чтобы оно реагировало на число срабатываний реле *А*, необходимо иметь устройство счета импульсов. После того как 6 импульсов будет отсчитано, к исполни-

тельной цепи должно подаваться периодически прерывающееся напряжение. Такое прерывание можно получить с помощью генератора импульсов.

Таким образом, блок-схема проектируемого устройства может быть изображена в виде рис. 1П-1.

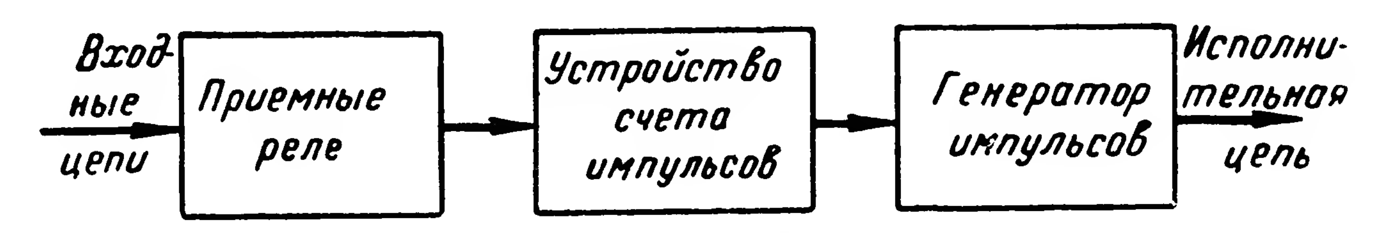


Рис. 1П-1. Пример блок-схемы селекторного устройства.

Кроме частей, обозначенных на этой блок-схеме, должны быть еще источники питания. Так как данное устройство не является автономным, а составляет лишь часть некоторой системы, имеющей общие источники питания, то в таком случае показывать их необязательно.

б) Функциональные схемы

Функциональные схемы отражают более подробно по сравнению с блок-схемами составные части того или иного устройства и характер их взаимодействия.

Составные части или отдельные элементы устройства в функциональных схемах могут обозначаться так же, как и в блок-схемах, или кружками. Воздействие одного элемента на другой обозначается линией со стрелкой.

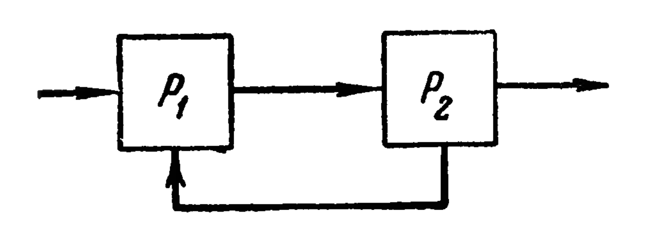


Рис. 1П-2. Пример функциональной схемы двухрелейного генератора импульсов.

На рис. 1П-2 приведен пример схемы генератора импульсов, являющегося составной частью селекторного устройства на рис. 1П-1. Из рисунка следует, что генератор импульсов состоит из двух реле: P_1 и P_2, причем реле P_1, получив внешнее воздействие, оказывает воздействие на реле P_2; последнее оказывает обратное воздействие на реле P_1 и одновременно на внешнюю цепь.

Функциональные схемы позволяют при необходимости получить бо́льшую или меньшую степень детализации составных частей устройства и характера их взаимодействия.

Стандартных обозначений различных взаимодействий в функциональных схемах нет. Для обозначения взаимодействия элементов релейных схем в ряде случаев условливаются [Л. 22] воздействие какого-либо реле на другое, приводящее к срабатыванию последнего, обозначать сплошной линией, а приводящее к отпусканию — пунктирной. Так как рассматриваемые элементарные связи предполагаются взаимно однозначными, то противоположное действие первых реле вызывает обратное действие вторых.

В табл. 1П-1 приведены условные изображения различных взаимодействий элементов или частей релейной схемы. Эти обозначения позволяют различать независимые и связанные воздействия. Независимые воздействия соединяются союзом «или», а связанные — союзом «и».

В табл. 1П-2 приведены примеры построения функциональных схем взаимодействия элементов или частей релейных схем при использовании условных изображений по табл. 1П-1.

Таблица 1П-1

Условные графические обозначения различных взаимодействий элементов или частей релейных схем

Условное обозначение	Вид взаимодействия
	Срабатывание реле *A* вызывает срабатывание реле *B*
	Реле *B* срабатывают при отпускании реле *A*
	Реле *A* оказывает механическое воздействие на реле *B*
	Реле *C* срабатывают при срабатывании реле *A* или реле *B*, или *A* и *B*
	Реле *C* срабатывает лишь при срабатывании реле *A* и *B*
	Реле *D* срабатывает при срабатывании реле *A* и *C* или *B* и *C*, или *A* и *B* и *C*

Таблица 1П-2

Примеры построения функциональных схем взаимодействия элементов или частей релейных схем

Функциональная схема	Вид взаимодействия	Примечание
1	2	3
	Реле *C* срабатывают при отпускании реле *A* или *B*	—
	Реле *C* срабатывает при отпускании реле *A* или *B*	Развернутое начертание
	Реле *C* срабатывает лишь при отпускании реле *A* и *B*	—
	Реле *C* срабатывает лишь при срабатывании реле *A* и отпускании реле *B*	—
	Срабатывание реле *A* вызывает срабатывание реле *B*. Реле *B*, сработав, самоблокируется	—

Функциональная схема	Вид взаимодействия	Примечание
1	2	3
	Реле *B* находится в рабочем положении, если оно предварительно сработало и если одновременно в рабочем положении находится реле *A*	Срабатывание реле *B* происходит по линии воздействия *m*
	Реле *A* срабатывает при следующих положениях реле P_1—P_6: а) P_1 — в рабочем положении P_2 — в положении покоя или б) P_1 и P_3 — в рабочем положении, P_4 — в положении покоя, или в) P_1, P_3 и P_6 — в рабочем положении P_5 — в положении покоя	—
	То же, что и в предыдущем примере	Развернутое начертание

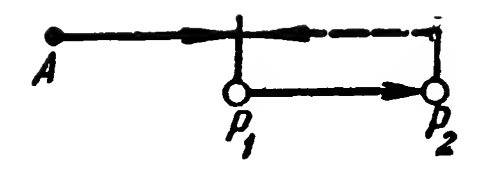


Рис. 1П-3. Пример функциональной схемы с отображением характера взаимодействия релейных элементов.

На рис. 1П-3 изображена функциональная схема двухрелейного генератора импульсов в условных изображениях по табл. 1П-1.

Функциональные схемы часто называют также структурными диаграммами.

в) Принципиальные схемы

Принципиальная схема отображает элементы данного устройства и связывающие их электрические цепи. Она может иметь различную подробность проработки.

Принципиальные схемы имеют четыре способа начертания: 1) свернутое; 2) полусвернутое; 3) развернутое и 4) смешанное.

При свернутом начертании все детали одного элемента, например контакты и обмотки одного реле, вычерчиваются в непосредственной близости. Таким образом, это начертание схемы отражает не только электрические цепи, но и механическую связь внутри каждого элемента и между отдельными элементами, если она существует.

При полусвернутом начертании все детали данного элемента располагаются на чертеже в определенной системе, например все контакты и обмотка реле располагаются на одной оси.

При свернутом и полусвернутом начертаниях каждый элемент схемы получает обозначение, а детали его нумеруются.

Свернутое и полусвернутое начертания удобны тем, что при рассмотрении чертежа сразу видно, что представляет собой каждый элемент схемы, какие детали он включает и что происходит при его работе. Однако электрические цепи при этих способах начертания имеют большое число пересечений и изгибов, вследствие чего они получаются, особенно в сложных схемах, ненаглядными. В этом отношении полусвернутое начертание имеет преимущество перед свернутым, так как, например, перемещая контакты по оси, можно уменьшить число изгибов и пересечений линий электрических цепей.

При развернутом начертании детали данного элемента или элементы конструктивно единого прибора располагаются на чертеже независимо друг от друга (каждый в любом месте чертежа) так, чтобы цепи электрической схемы изображались с наибольшими наглядностью и простотой (наименьшее число пересечений, изгибов и т. п.).

При развернутом начертании все детали, кроме номера, получают еще обозначения, устанавливающие принадлежность их к тому или иному элементу.

Развернутое начертание удобно тем, что оно с наибольшей наглядностью отображает электрические цепи данного устройства.

Тот недостаток, что при этом начертании не сразу ясно, что представляет собой каждый элемент устройства, восполняется отчасти тем, что обычно на схеме отдельно вычерчивается еще табличка, характеризующая эти элементы.

При смешанном начертании часть схемы или некоторые элементы вычерчиваются, как при полусвернутом, а другая часть или другие элементы — как при развернутом начертании.

Смешанное начертание позволяет в некоторой мере сочетать преимущества полусвернутого и развернутого начертаний.

При вычерчивании схем усилителей, преобразователей частоты, ламповых генераторов, триггерных схем и т. п. обычно применяется

свернутое начертание, а релейно-контактных схем — полусвернутое, развернутое и смешанное начертания.

В разных областях электротехники, например в радиотехнике, телефонии, телеграфии, железнодорожной СЦБ, энергетике и др., до последнего времени применялись различные системы обозначения элементов в схемах.

В настоящее время обязательными являются стандартные условные графические обозначения элементов и устройств в электрических схемах по ГОСТ 7624-55. Данный стандарт не охватывает многих элементов, используемых в системах телеуправления и телеконтроля. Для таких случаев разрешается строить графические обозначения по аналогии с приведенными в стандарте.

В табл. 1П-3 приведены обозначения основных элементов релейно-контактных схем. Обозначения с номерами, отмеченными звездочкой, взяты из стандарта, остальные построены в соответствии со стандартом или являются обозначениями межведомственных нормалей нескольких министерств.

Данные обозначения применяются при полусвернутом, развернутом и смешанном начертаниях принципиальных электрических схем.

Согласно стандарту контакты разделяются на нормально открытые (н.о.) и нормально закрытые (н.з.).

Нормально открытые контакты реле разомкнуты, когда реле находится в положении покоя, и замкнуты в рабочем положении. Следовательно, эти контакты при срабатывании реле замыкаются.

Кроме такого термина, для этих контактов используют также названия: замыкающие, рабочие, верхние, фронтовые, на замыкание.

Нормально закрытые контакты замкнуты, когда реле находится в положении покоя, и разомкнуты в рабочем положении. Эти же контакты называют: размыкающими, внерабочими, нижними, тыловыми, на размыкание.

Кроме таких типов контактов, часто применяются переключающие и переходные контакты.

Переключающие контакты имеют общий (или средний) и два крайних контакта. В положении покоя средний контакт замкнут с одним из крайних. При срабатывании реле вначале размыкаются крайний и средний контакты, замкнутые в положении покоя, а затем замыкаются средний и другой крайний контакты. Эти контакты называют также контактами на переключение.

Переходные контакты отличаются от переключающих тем, что при срабатывании реле вначале замыкаются все три контакта, а затем два контакта, замкнутые в положении покоя, размыкаются. Указанные наименования используются не только для контактов реле, но и для контактных органов других двухпозиционных и трехпозиционных устройств.

При полусвернутом начертании контакты реле располагаются либо вдоль оси обмотки по вертикали, либо по горизонтали. Расположение контактов вдоль вертикальной оси обмотки показано в табл. 1П-3. Пример расположения контактов вдоль горизонтальной оси показан на рис. 1П-4.

Один из контактов изображается в виде черточки — подвижный контакт (движок), а другой — треугольником — неподвижный контакт. Подвижный контакт чертится таким образом, чтобы соответствующая ось проходила через середину его.

Таблица 1П-3

Условные графические обозначения основных релейно-контактных элементов для полусвернутого, развернутого и смешанного начертаний принципиальных схем

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
*1	Нормально открытые контакты реле: а) подвижный контакт б) неподвижный контакт	а) б) или а) б)
*2	Нормально закрытые контакты реле	или
*3	а) Переключающие контакты реле б) Переходные контакты реле	или / или
*4	Обмотка нейтрального электромагнитного реле	30° или 30°
*5	Реле нейтральное электромагнитное нормальное (общее обозначение)	
6	Реле нейтральное электромагнитное, замедленное на срабатывание	
7	Реле нейтральное электромагнитное, замедленное на отпускание	

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
8	Реле нейтральное электромагнитное, замедленное на срабатывание и отпускание	
9	Реле нейтральное электромагнитное двухобмоточное	
10	Реле нейтральное электромагнитное, замедленное на отпускание, многоконтактное (пример построения)	
11	Реле электромагнитное поляризованное с одним положением покоя	
12	Реле электромагнитное поляризованное с двумя положениями покоя	

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
13	Реле электромагнитное поляризованное трехпозиционное	N S
14	Реле переменного тока	~
15	Реле гальванометрическое	
*16	Термореле	
17	Зуммер	

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
18	Реле магнитомеханического резонанса	или
19	Электромагнит нейтральный	или
20	Ряд контактного поля шагового распределителя	или
21	Реле-распределитель с двумя нормальными контактами и двумя контактами, которые переключаются кулачками (пример построения) * Примечание. Обозначение повернуто на 90°	24 16 24 14 10 6 10-9 7-8 7-6 4 8 6 5 3 2 10 7 4 1

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
*22	Ряд контактного поля старт-стопного распределителя	
*23	Выключатель однополюсный	
*24	Выключатель двухполюсный	
*25	Выключатель трехполюсный	
*26	Выключатель многополюсный (пример построения)	
*27	Переключатель однополюсный на два положения	
*28	Переключатель двухполюсный на два положения	
*29	Переключатель трехполюсный на два положения	

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
*30	Переключатель многополюсный на два положения (пример построения)	
*31	Переключатель однополюсный на три положения	
*32	Переключатель двухполюсный на три положения	
*33	Переключатель однополюсный на три положения перекидной	
*34	Переключатель двухполюсный на три положения перекидной	
*35	Переключатель трехполюсный без разрыва цепи на два положения	
*36	Переключатель однополюсный многоконтактный	
*37	Переключатель двухполюсный на три положения	
*38	Ключ роликовый с арретиром	

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
39	Ключ роликовый с арретиром на три положения	
40	Ключ роликовый без арретира	
41	Ключ кнопочный с арретиром	
42	Ключ кнопочный без арретира	
*43	Кнопка с самовозвратом: а) с нормально открытыми контактами б) с нормально закрытыми контактами	а) б)
*44	Кнопка с защелкой (арретиром), с ручным возвратом от дополнительной кнопки, с нормально открытыми контактами, с запором в замкнутом положении	
*45	Кнопка с защелкой (арретиром), с ручным возвратом, с нормально закрытыми контактами, с запором в разомкнутом состоянии	
46	Контактное устройство с нормально открытыми контактами	или

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
47	Контактное устройство с нормально закрытыми контактами	или
48	Контактное устройство на три положения: а) Нейтральное положение б) Крайнее правое положение в) Крайнее левое положение	а) а) а) б) б) б) в) в) в)
49	Контактное устройство на три положения с ручным переключением: а) с самовозвратом в нейтральное положение б) с арретиром в правом положении и самовозвратом из левого положения в нейтральное в) с арретиром в правом и левом положениях	а) б) в)
*50	Штепсельное соединение: а) вилка б) гнездо	а) б)

№ п/п.	Наименование элементов	Обозначение в схемах
1	2	3
*51	Штепсельное соединение в выдвигаемых разъемных устройствах и аппаратах	
52	Гнездо штепсельное телефонное	
53	Штеккерное соединение	
54	Гнездо штепсельное телефонное с добавочными контактами	
*55	Токосъемник кольцевой	

Примечание. Изображения могут быть повернуты на 90° против часовой стрелки.

При вычерчивании контакты располагаются по условию, что при срабатывании реле конец черточки, расположенный у треугольника, движется всегда вправо или вниз.

Обычно контакты вычерчиваются в положении покоя реле. В этом случае черточки, изображающие подвижные контакты, располагаются под прямым углом к соответствующим осям. Такое изображение контактов приведено в табл. 1П-3 и на рис. 1П-4.

Однако при необходимости можно также изображать состояние контактов, соответствующее рабочему положению реле. Пример такого изображения показан на рис. 1П-5.

Как уже указывалось, каждому элементу принципиальной схемы, изображаемой в свернутом или полусвернутом начертаниях, присваи-

вается обозначение, а контакты его нумеруются. Обычно принято буквой обозначать тип реле или принадлежность его к группе, имеющей определенное назначение, а цифрой — номер реле в данной группе. Например: $Р_3$ — реле третье, $С_5$— счетное реле пятое, $Э_2$— электромагнит второй и т. д.

В схемах в полусвернутом начертании цепи к источникам питания часто не проводятся, а подключение источника питания к той или иной точке схемы обозначают соответствующим знаком.

Если для всех элементов схемы используется общий источник тока, то такими знаками могут быть + и —. Если большинство цепей схемы получает питание от одного источника тока, а некоторые цепи — от другого, то для первых цепей можно использовать знаки + и —, а для вторых эти знаки снабдить еще дополнительными индексами, например: +100 и —100 — плюс и минус источника тока с напряжением 100 *в* или +*А* и —*А* — плюс и минус источника анодного тока и т. д.

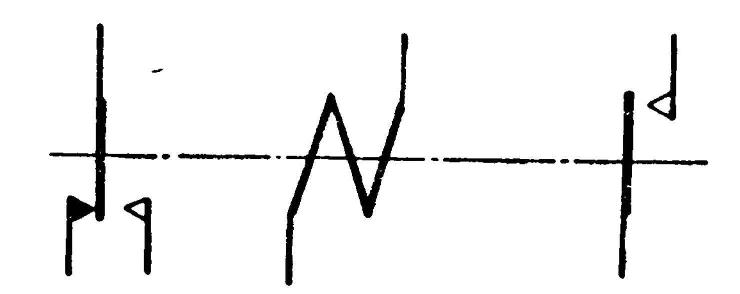


Рис. 1П-4. Пример расположения контактов реле вдоль горизонтальной оси при полусвернутом начертании.

У контактов реле или распределителя, переключаемых кулачками, желательно вычерчивать диаграмму их работы. Так, например, для изображенного в табл. 1П-3 реле-распределителя № 21 видно, что контакты *9*, *10*, переключаемые кулачками, замыкаются при 16-м срабатывании и размыкаются при 24-м, а контакты *6*, *7*, *8* переключаются — при 6-м, 10-м, 14-м и 24-м срабатываниях реле. Данная диаграмма может быть вычерчена отдельно, не у контактов реле.

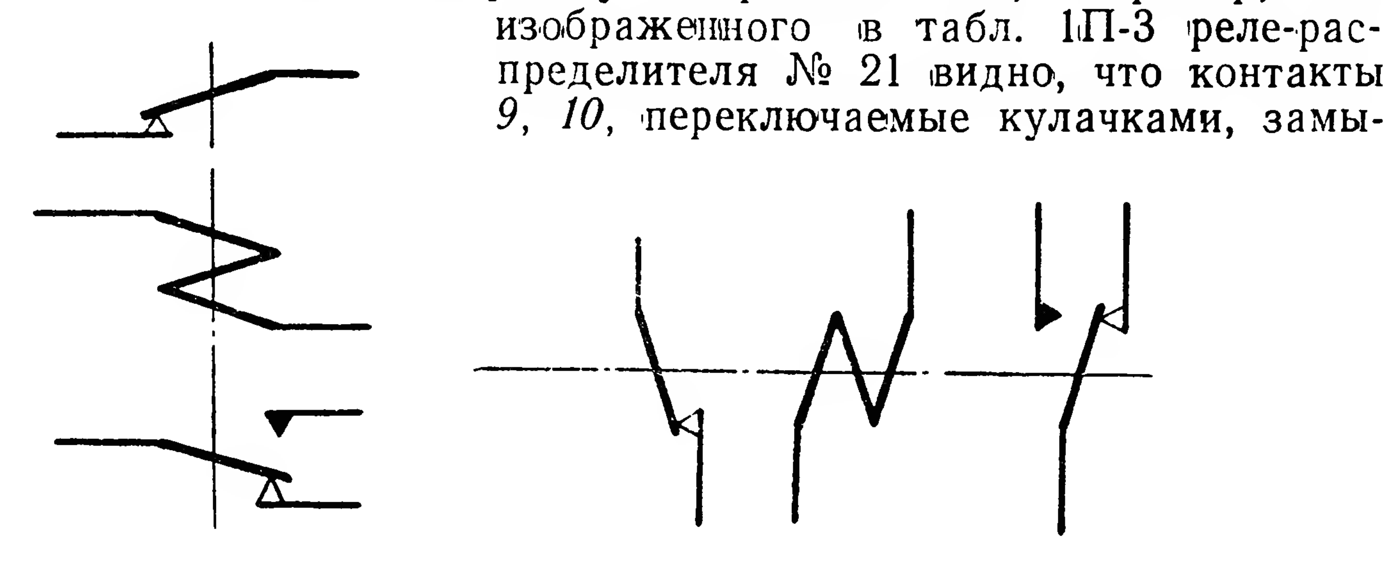


Рис. 1П-5. Пример изображения реле в рабочем положении.

Нормальные (головные) контакты реле-распределителя изображаются и работают, как и у обычного нейтрального электромагнитного реле.

Контакты головной группы шагового распределителя вычерчиваются на оси его обмотки так же, как и контакты нейтрального электромагнитного реле.

На рис. 1П-6 приведена принципиальная схема селекторного устройства, блок-схема которого изображена на рис. 1П-1. Схема приведена в полусвернутом начертании, когда контакты располагаются на вертикальной оси обмоток реле. На данном рисунке: *ЭШ* — электромагнит шагового распределителя; *КШ* — его контактное поле; *ОЛ*

и $6Л$ — нулевая и шестая ламели; A, B, P_1 и P_2 — обмотки соответствующих реле.

Рассматривая схему, нетрудно убедиться в том, что работа ее удовлетворяет поставленным ранее требованиям (см. п. «а»).

Изображения элементов, приведенные в табл. 1П-3, используются также при развернутом начертании принципиальных схем.

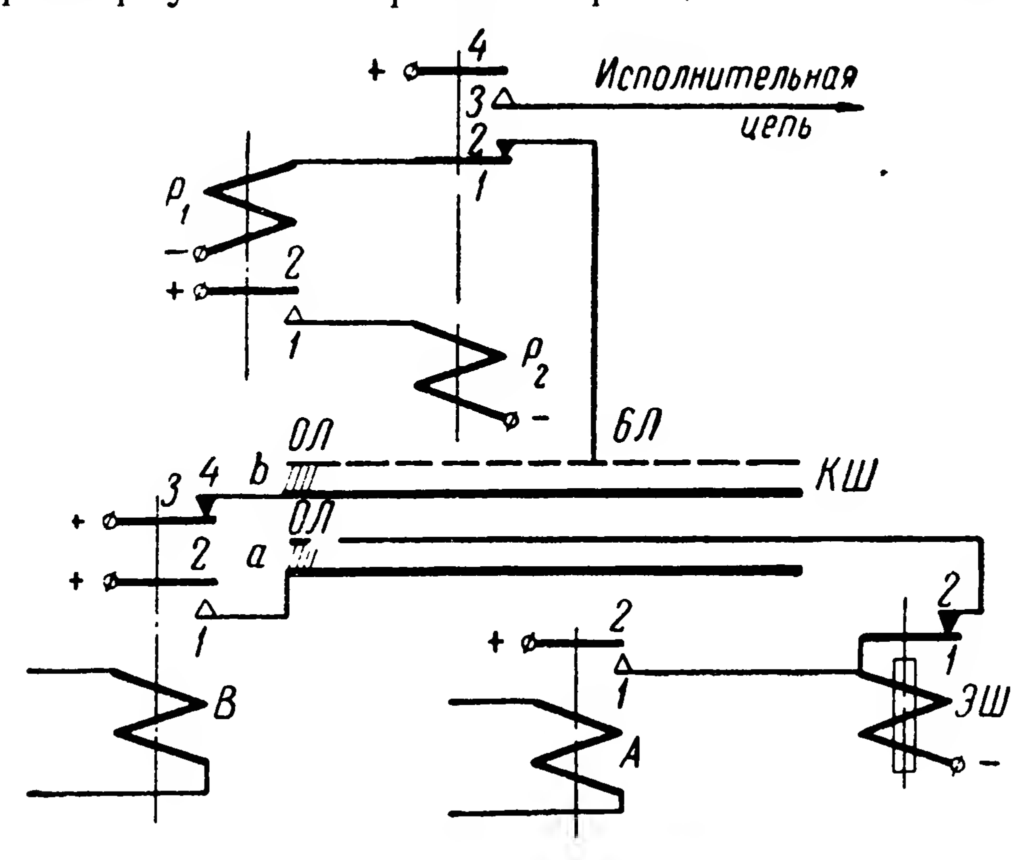


Рис. 1П-6. Пример принципиальной схемы селекторного устройства в полусвернутом начертании.

В этом случае при изображении контактов в положении покоя реле подвижный контакт чертится чаще всего в вертикальном положении, а иногда — в горизонтальном.

На рис. 1П-7 приведена принципиальная схема рассматриваемого селекторного устройства в развернутом начертании.

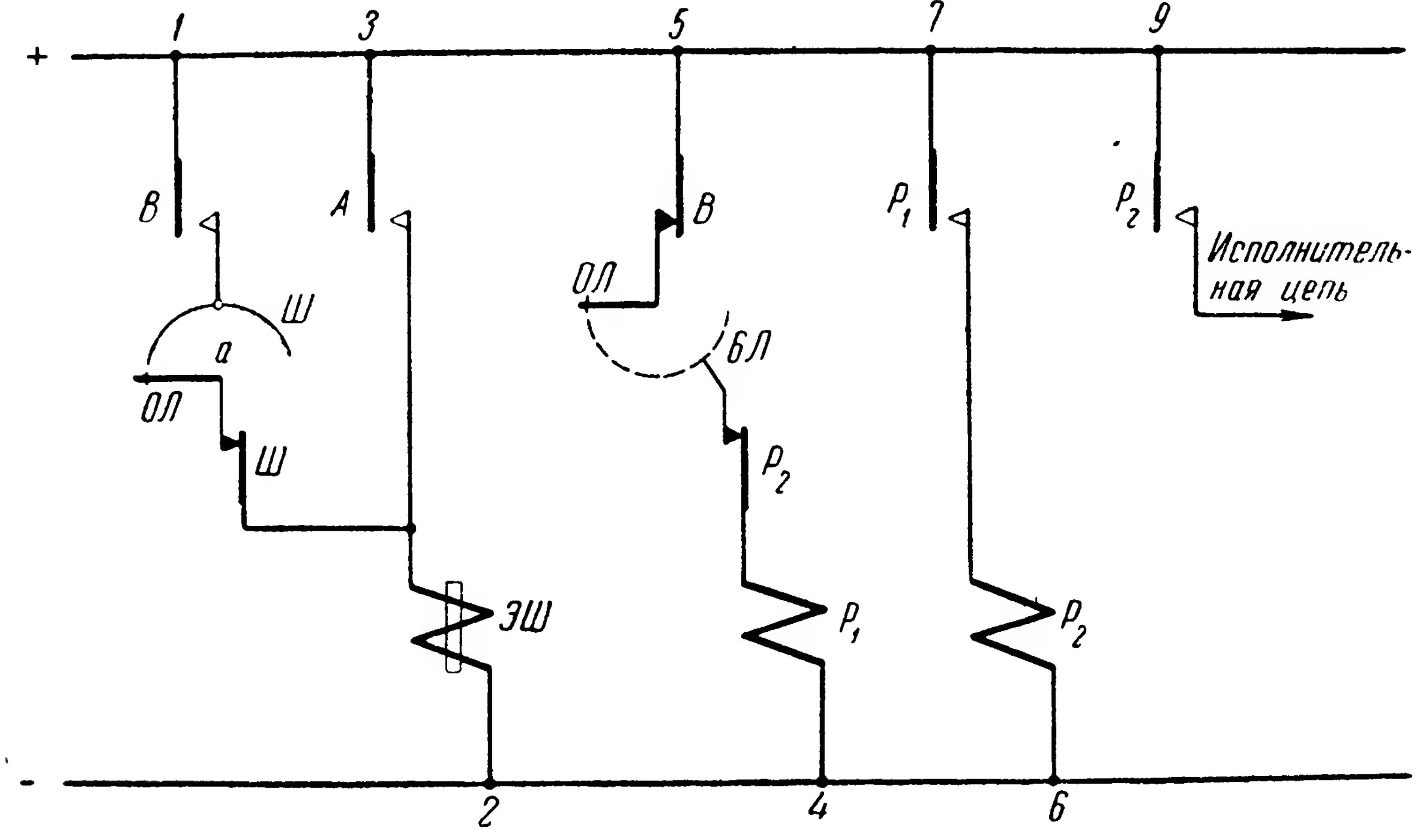


Рис. 1П-7. Пример принципиальной схемы селекторного устройства в развернутом начертании.

Согласно указанному при данном начертании принадлежность контактов к тем или иным реле устанавливается лишь соответствующими обозначениями их.

Для облегчения отыскания контактов отдельных элементов в схемах с развернутым начертанием часто производится нумерация цепей, как это показано на рисунке, а в сложных схемах наносится координатная сетка. При описании схем контакты реле обозначаются присвоенными им номерами и буквенным символом реле, к которому они принадлежат. Так, например, $1{,}2P_1$ означает контакты $1{,}2$ реле P_1.

Цепи питания обмоток реле или электромагнитов обозначаются присвоенными им в схеме номерами или указанием всех элементов, включенных в эту цепь. Например, обмотка реле P_2 в схеме на рис. 1П-7 получает питание по цепи *7—6*. Описание этой же цепи в схеме на рис. 1П-6 будет $(+)—1{,}2P_1—P_2—(—)$.

В табл. 1П-4 приведены условные графические обозначения сопротивлений, конденсаторов, электронных, ионных и других элементов в принципиальных схемах. Эти обозначения в настоящее время применяются большинством организаций.

Таблица 1П-4

Условные графические обозначения сопротивлений, индуктивностей, конденсаторов, электрических ламп и других элементов в принципиальных электрических схемах

Наименование элементов	Обозначения в схемах
1	2
Провода соединяются	┼ (с точкой)
Провода перекрещиваются без соединения	┼
Соединение с землей	⏚
Соединение с корпусом	⊥
Обозначение источника переменного тока	—o ∾ o—

Продолжение табл. 1П-4

Наименование элементов	Обозначения в схемах
1	2
Обозначение источника постоянного тока	или
Сопротивление постоянное, непроволочное и проволочное	
Сопротивление переменное, непроволочное и проволочное	или
Катушка с постоянной индуктивностью	
Катушка с переменной индуктивностью: а) без разрыва цепи б) с ползунковым контактом или щупом	а) б)
Катушка индуктивности с отводами	
Катушка индуктивности, настраиваемая магнитным сердечником	

Наименование элементов	Обозначения в схемах
1	2
Катушка индуктивности, настраиваемая немагнитным металлом	
Конденсатор постоянной емкости	
Конденсатор постоянной емкости (пример обозначения безындукционного конденсатора). Точка ставится у той пластины, которая в схеме соединена с корпусом	
Конденсатор переменной емкости	
Конденсатор полупеременной емкости	
Конденсатор электролитический	+
Дроссель низкой частоты с сердечником	
Трансформатор высокой частоты без сердечника	
Трансформатор высокой частоты с переменной связью без сердечника	

Наименование элементов	Обозначения в схемах
1	2
Трансформатор низкой частоты, однофазный с железным сердечником	
Баллон лампы а) вакуумный б) газонаполненный	или а) или б)
Катод прямого накала	или
Катод косвенного накала	или
Холодный катод	
Лампа двухэлектродная (диод): а) прямого накала б) косвенного накала	а) б)
Двойной диод: а) прямого накала б) косвенного накала в) косвенного накала с раздельными катодами	а) б) в)

Наименование элементов	Обозначения в схемах
1	2
Триод: а) прямого накала б) косвенного накала	а) б)
Двойной триод: а) прямого накала б) косвенного накала в) косвенного накала с раздельными катодами	а) б) в)
Тетрод: а) прямого накала б) косвенного накала	а) б)
Лучевой тетрод косвенного накала	
Пентод прямого накала	
Пентод косвенного накала	

Наименование элементов	Обозначения в схемах
1	2
Двойной диод-триод	
Газотрон	
Тиратрон	
Неоновая лампа	НЛ
Тиратрон с холодным катодом	
Газоразрядный стабилизатор напряжения	
Газоразрядный стабилизатор напряжения многоэлектродный	
Бареттер	

Наименование элементов	Обозначения в схемах
1	2
Лампа осветительная или световой транспарант	
Лампа сигнальная	
Термистор	
Болометр	
Электронно-лучевая трубка с электростатической разверткой и фокусировкой	
Электронно-лучевая трубка с магнитной фокусировкой и электромагнитной прямоугольной разверткой	
Электронно-лучевая трубка с магнитной фокусировкой и электромагнитной радиальной разверткой	

Наименование элементов	Обозначения в схемах
1	2
Полупроводниковый выпрямитель (детектор): а) отдельный элемент б) столбик из элементов	а) б)
Полупроводниковый (кристаллический) триод	

Приложение 2

ГРАФИЧЕСКИЕ И ТАБЛИЧНЫЕ МЕТОДЫ АНАЛИЗА РЕЛЕЙНО-КОНТАКТНЫХ СХЕМ

а) Релейные схемы и методы их анализа

Релейными называются схемы, у которых при установившемся режиме потенциал любой точки может иметь лишь два различных значения (текущее значение при постоянном токе в цепи или амплитудное — при синусоидальном).

Изменение режима в этих схемах производится, как правило, путем скачкообразного изменения параметров ее цепей (активных сопротивлений, индуктивности, взаимной индуктивности, емкости).

В релейно-контактных схемах скачкообразное изменение режима производится путем замыкания и размыкания контактов в различных цепях.

В неконтактных релейных схемах изменение режима производится обычно с помощью нелинейных элементов — электронных и ионных ламп, полупроводниковых триодов, магнитных усилителей и др.

Элементы релейных схем разделяются на приемные (входные), исполнительные (выходные) и промежуточные.

Приемные элементы воспринимают воздействия со стороны оператора, машин и механизмов или других автоматических схем и изменяют свое состояние в соответствии с этими воздействиями. Такими элементами могут быть контакты ручных или автоматических переключателей или других устройств, переключаемых от руки или от каких-либо машин и механизмов, а также контакты реле или выходные цепи реле, реагирующих на изменения тех или иных параметров.

Исполнительные элементы выполняют функции, для которых предназначена схема. К таким элементам относятся, например, различного рода электромагниты, ионные и электронные лампы, обес-

печивающие управление режимом работы той или иной машины, механизма, сигнального устройства и пр.

Промежуточные элементы обеспечивают передачу воздействий от приемных элементов к исполнительным в необходимых взаимозависимости и последовательности во времени.

По характеру действия элементов во времени релейные схемы разделяются на однотактные и многотактные.

В однотактных схемах не предусматривается какой-либо последовательности действия исполнительных элементов во времени. Действие этих схем сводится к однократному включению или отключению одного или одновременно нескольких исполнительных элементов при однократном воздействии на приемные элементы.

Промежуточные элементы в однотактных схемах либо вовсе отсутствуют, либо ставятся как повторители действия начальных элементов.

В многотактных схемах предусматривается некоторая последовательность действий исполнительных элементов во времени.

В многотактных схемах обязательно используются промежуточные элементы.

На практике используются следующие основные методы анализа релейно-контактных схем:

1) составление схем последовательного действия;
2) составление таблиц включений;
3) составление формул включений;
4) вычерчивание временны́х графиков;
5) аналитические методы.

Следует сразу указать, что перечисленные методы не являются обособленными, а некоторые из них дополняют друг друга.

Понятие об аналитических методах анализа и синтеза дается в приложениях 3 и 4. Ниже кратко излагается существо первых четырех методов.

б) Составление схем последовательного действия

В этом случае работа схемы разбивается на такты, и для каждого из них рассматриваются положения всех элементов и электрические цепи.

Тактом мы называем отрезок времени, в течение которого все элементы схемы находятся в определенном положении. Изменение положения хотя бы одного из элементов означает переход схемы от одного такта к последующему.

При использовании рассматриваемого метода положения всех элементов и электрические цепи фиксируются путем вычерчивания принципиальных схем.

Вначале вычерчивается схема, отображающая положения всех элементов и электрические цепи в исходном состоянии — нулевой такт. Выявляются причины, обусловливающие переход схемы в другое состояние — 1-й такт, и положение элементов в этом такте. Затем вычерчивается схема, характеризующая положение всех элементов в 1-м такте, выявляются причины, обусловливающие переход ее к последующему такту и т. д.

Таким образом, принципиальная схема с различными положениями элементов вычерчивается столько раз, сколько она имеет тактов при работе.

Рассмотрим применение этого метода на примере анализа схемы двухрелейного генератора импульсов.

На рис. 2П-1,*а* изображена в развернутом начертании принципиальная схема генератора в исходном состоянии — нулевой такт. Из схемы видно, что в этом состоянии контакт *К* приемного элемента разомкнут, реле P_1 и P_2 питания не получают, в исполнительную цепь *И* питание также не подается. Внутренних причин, обусловливающих переход генератора в другое состояние, в схеме на рис. 2П-1,*а* нет.

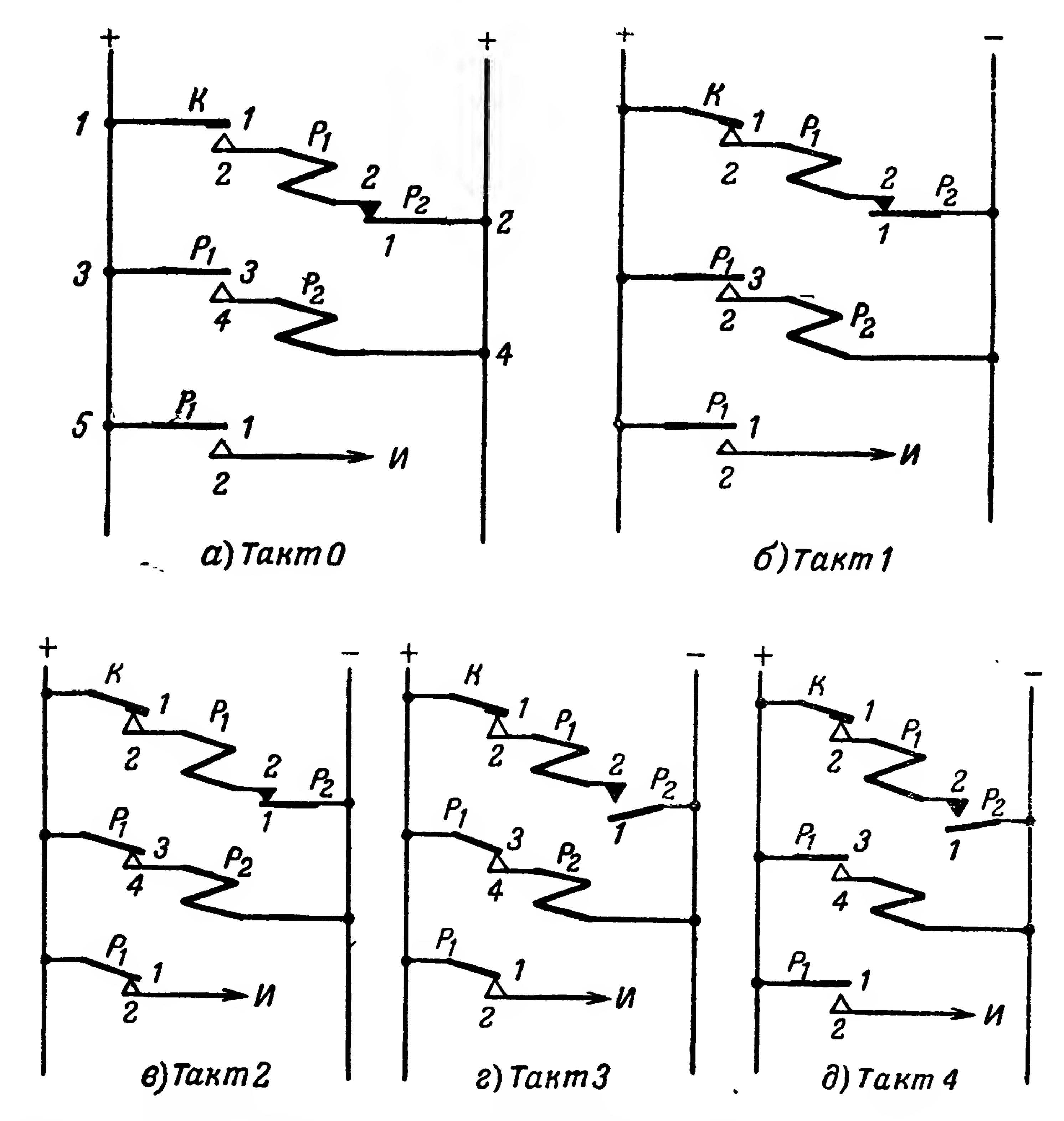


Рис. 2П-1. Принципиальные схемы двухрелейного генератора импульсов для различных тактов его работы.

При замыкании контактов *К* приемного элемента схема переходит в новое состояние — 1-й такт, изображенное на рис. 2П-1,*б*. В этом состоянии, как видно, получает питание реле P_1; следовательно, через некоторое время оно сработает и замкнет свои контакты *1*, *2* и *3*, *4*. Никакой другой элемент в схеме на рис. 2П-1,*б* воздействий, обусловливающих изменение его положения, не получает.

Со срабатыванием реле P_1 схема перейдет в новое состояние — 2-й такт, изображенное на рис. 2П-1,*в*. В этом новом состоянии, кроме реле P_1, получают питание реле P_2 и исполнительная цепь *И*. Через некоторое время реле P_2 сработает, разомкнет свои контакты *1*, *2* и наступит 3-й такт (рис. 2П-1,*г*).

В 3-м такте реле P_2 и исполнительная цепь *И* получают питание, а цепь питания реле P_1 разрывается; через некоторое время реле P_1 отпустит, разорвет свои контакты *1*, *2* и *3*, *4* и тем самым наступит 4-й такт (рис. 2П-1,*д*).

В 4-м такте теряют питание реле P_2 и исполнительная цепь *И*. Реле P_2 через некоторое время отпустит, замкнет свои контакты *1*, *2* и наступит 5-й такт, в котором состояние схемы будет совершенно таким же как и в 1-м такте (рис. 2П-1,*б*). Следовательно, в дальнейшем процесс будет периодически повторяться.

Преимуществом данного метода анализа является то, что в каждый характерный момент времени (такт) наглядно видно, каким воздействиям подвергаются те или иные реагирующие органы элементов схемы, по каким цепям происходят эти воздействия и изменения положений, каких элементов следует ожидать в последующие моменты времени.

Недостатком данного метода анализа является необходимость вычерчивания большего числа схем, что для сложных устройств требует большой затраты труда и времени.

Чтобы уменьшить объем работы, иногда схемы последовательного действия вычерчивают не для всех тактов, а для наиболее характерных, чтобы лучше проследить образующиеся при этих тактах электрические цепи, устранить возможные паразитные, обходные цепи, короткие замыкания и т. п. Для анализа работы схемы в другие моменты времени (такты) в этом случае используется еще какой-либо из описываемых ниже методов.

в) Составление таблиц включений

При использовании данного метода, так же как и при составлении схем последовательного действия, работа анализируемой схемы разбивается на такты и для каждого такта рассматриваются положения всех ее элементов. Для отображения положения элементов составляется таблица включений, в которой обычно по вертикали записываются обозначения элементов схемы, а по горизонтали — такты ее работы.

В табл. 2П-1 отображены таким образом положения в различные такты времени элементов двухрелейного генератора, принципиальная схема которого приведена на рис. 2П-1,*а*.

Таблица 2П-1

Включения двухрелейного генератора (рис. 2П-1, *а*)

Такты	0	1	2	3	4	5	6
Элементы схемы	$-K$	$+K$					
	$-P_1$		$+P_1$		$-P_1$		$+P_1$
	$-P_2$			$+P_2$		$-P_2$	

Положение покоя реле и разомкнутое состояние контактов обозначаются знаком минус, а рабочее положение реле и замкнутое состояние контактов—знаком плюс при их буквенном или цифровом обозначении. В каждом такте записываются обозначения только тех элементов, положение которых при переходе к данному такту изменяется.

Другая форма записи последовательности включений элементов показана в табл. 2П-2.

Таблица 2П-2

Включения двухрелейного генератора (рис. 2П-1, *а*)

Элементы \ Такты	0	1	2	3	4	5	6
K	—	+	+	+	+	+	+
P_1	—	—	+	+	—	—	+
P_2	—	—	—	+	+	—	—

В этом случае в колонке каждого такта отмечаются положения всех элементов схемы: знаком плюс—рабочее положение реле или замкнутое состояние контактов и знаком минус — положение покоя реле или разомкнутое положение контактов.

Таблицы включений имеют то преимущество перед составлением схем последовательного действия, что они требуют меньшей затраты труда и времени и дают наглядное представление о положении всех элементов в тот или иной такт (колонки таблицы) и изменениях положения каждого элемента во время работы схемы (строки таблицы).

Недостатком этого метода по сравнению с методом составления схем последовательного действия является то, что он не дает столь наглядного представления об электрических цепях, образуемых в схеме в тот или иной такт работы ее. Однако если имеется принципиальная схема, начерченная для положения покоя всех элементов (так обычно и чертятся принципиальные схемы), и известны положения этих элементов в рассматриваемый такт работы, то образуемые при этом электрические цепи также могут быть прослежены; для этого необходимо лишь мысленно произвести переключение контактов реле, находящихся в рабочем положении.

г) Составление формул включений

Порядок работы релейно-контактной схемы может быть проанализирован и записан в виде формулы включений.

Для составления формулы включений вначале записывается в строку положение элементов схемы в исходном состоянии. Затем последовательно выписываются те элементы схемы, положения которых изменяются. При этом взаимосвязь между действиями отдельных элементов обозначается стрелкой, а положение элементов обозначается так же, как и при составлении таблиц включений.

Для двухрелейного генератора по схеме на рис. 2П-1,*а* формула включений запишется следующим образом:

$$-K;\ -P_1;\ -P_2;$$

$$+K \to +P_1 \to +P_2 \to -P_1 \to -P_2 \to +P_1 \text{ и т. д.}$$

Формула включения может быть дополнена указаниями на цепи питания срабатывающих элементов и места разрывов или шунтирования цепей питания отпускающих элементов или же указаниями номеров этих цепей.

Так, например, приведенная формула включений схемы на рис. 2П-1,*а* с указаниями номеров цепей питания и разрыва может быть записана в виде.

$$+K \to +P_{1(1-2)} \to +P_{2(3-4)} \to -P_{1(2)} \to -P_{2(3)} \to +P_{1(1-2)} \text{ и т. д.}$$

В рассмотренном примере все элементы схемы работают поочередно, т. е. имеется лишь одна ветвь событий. В этом случае формула включений записывается в одну строку.

Очень часто, однако, два или более элементов работают одновременно, т. е. имеются две или больше ветвей событий. В таком случае формула включений записывается в несколько строк, причем взаимное расположение элементов этих строк указывает на последовательность их работы во времени.

Допустим, например, что в некоторой схеме при замыкании контактов K одновременно получают питание реле P_1 и P_2. Реле P_1 срабатывает и вызывает срабатывание реле P_3. Реле P_2 имеет замедление по срабатыванию, так что оно срабатывает лишь через некоторое время после срабатывания реле P_3. При срабатывании P_2 реле P_3 лишается питания и отпускает. Формула включений такой схемы запишется в виде

$$-K;\ -P_1;\ -P_2;\ -P_3;$$

$$+K \begin{cases} \to +P_1 \to +P_3 \\ \longrightarrow\longrightarrow\longrightarrow +P_2 \to -P_3. \end{cases}$$

Эта формула также может быть дополнена указаниями на цепи питания элементов и места разрывов их.

Недостатком первых двух рассмотренных методов анализа (вычерчивание схем последовательного действия и составление таблиц включения) является то, что производимая запись характеризует работу схемы не как непрерывный процесс, протекающий во времени, а как процесс, слагающийся из ряда последовательных статических состояний ее. Такое рассмотрение затрудняет расчет временны́х параметров элементов схемы и вообще анализ временны́х соотношений, характеризующих ее работу.

В некоторой мере этот недостаток устраняется в методе составления формул включения, но и при нем мы не получаем численных характеристик протекания процессов во времени. Последние могут быть получены при использовании метода вычерчивания временны́х графиков.

д) Временные графики работы схемы

Временные графики работы схемы вычерчиваются следующим образом: по оси ординат наносятся обозначения элементов схемы и характеристика их состояния, по оси абсцисс в определенном масштабе откладывается время.

Для анализа работы схем с электромагнитными реле используются трехлинейные и двухлинейные временные графики.

Трехлинейные временные графики предложены Б. К. Щукиным [Л. 11]. На рис. 2П-2 изображен трехлинейный временной график срабатывания и отпускания электромагнитного реле.

В данном случае положение реле отображается тремя характерными линиями: *0* (совпадает с осью абсцисс) — линия покоя; *1* — линия

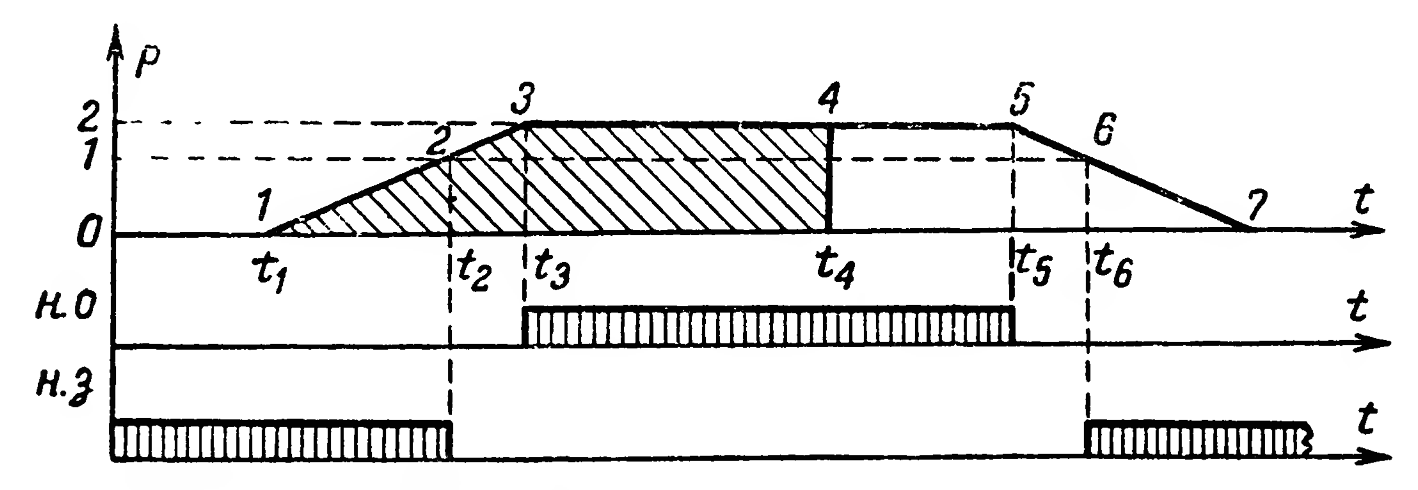


Рис. 2П-2. Трехлинейный временной график работы электромагнитного реле.

нормально закрытых (н. з.) контактов; *2* — линия нормально открытых (н. о.) контактов.

Характерные моменты времени t_1—t_6 означают: t_1 — включение питания; t_2 — размыкание н. з. контактов; t_3 — замыкание н. о. контактов; t_4 — отключение питания; t_5 — размыкание н. о. контактов и t_6 — замыкание н. з. контактов.

Таким образом, отрезок времени t_3—t_1 приблизительно равен времени срабатывания реле, а $t_6 - t_4$ — времени отпускания.

Масштаб по оси ординат выбирается таким, чтобы точки *1*, *2* и *3* лежали на одной прямой.

Наклонной штриховкой выделен отрезок времени, в который напряжение подключено к обмотке реле.

На рис. 2П-2 также приведены временные графики работы нормально закрытых (н. з.) и нормально открытых (н. о.) контактов. Состояние контактов характеризуется всегда двумя линиями: нижней — контакты разомкнуты и верхней — контакты замкнуты.

В электромагнитных реле, используемых в кодирующих и декодирующих устройствах как при срабатывании, так и при отпускании, время трогания обычно значительно больше соответствующего времени движения. Если учесть это обстоятельство, то временной график работы реле может быть упрощен.

Действительно, если пренебречь временем движения сравнительно с соответствующим временем трогания, то линия *1* на рис. 2П-2 сольется с линией *2* и, следовательно, график станет двухлинейным, как это показано на рис. 2П-3.

Двухлинейные графики, однако, чаще чертятся в виде, показанном на рис. 2П-4. Различие между этими двумя способами начертания состоит лишь в том, что в графике на рис. 2П-3 момент отключения

питания отделяется от момента коммутации контактов штриховкой, а в графике на рис. 2П-4 — проведением наклонной линии. В графике на рис. 2П-4 можно также, кроме проведения наклонной линии, использовать штриховку его части от момента $t=t_1$ до $t=t_4$.

Таким образом, в двухлинейном графике нижняя линия отображает положение покоя реле, а верхняя — рабочее положение его. Время перехода реле из положения покоя в рабочее есть время

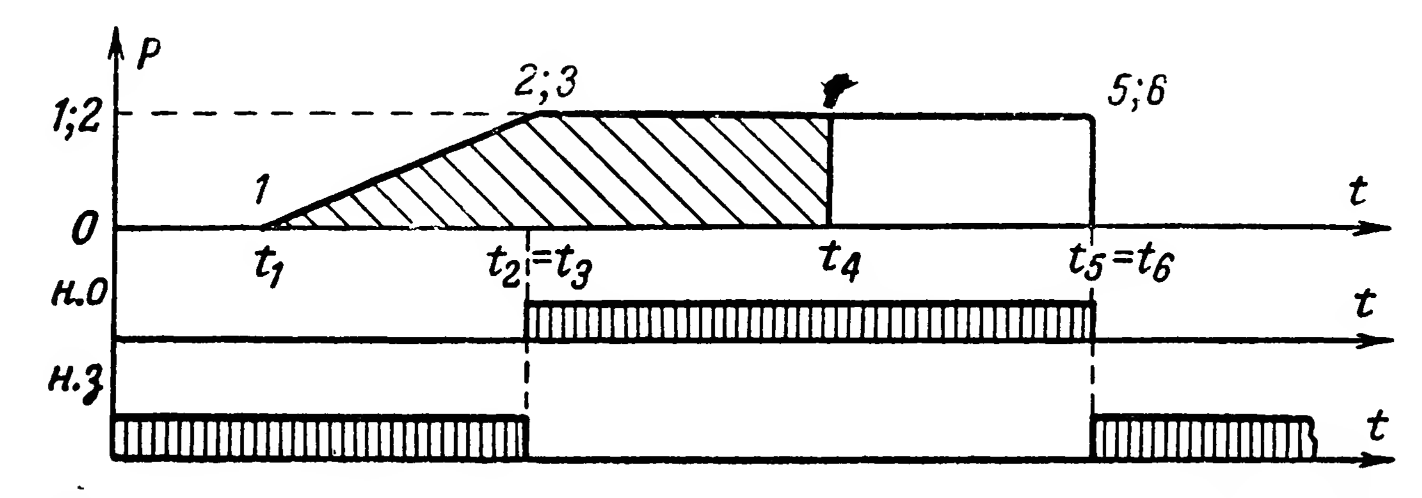


Рис. 2П-3. Временной график работы реле в случае, когда времена движения реле значительно меньше времен трогания.

срабатывания, а обратного перехода — время отпускания. Так как временем движения сравнительно со временем трогания при срабатывании и отпускании пренебрегаем, то переключения всех контактов происходят одновременно в момент окончания процесса срабатывания или отпускания.

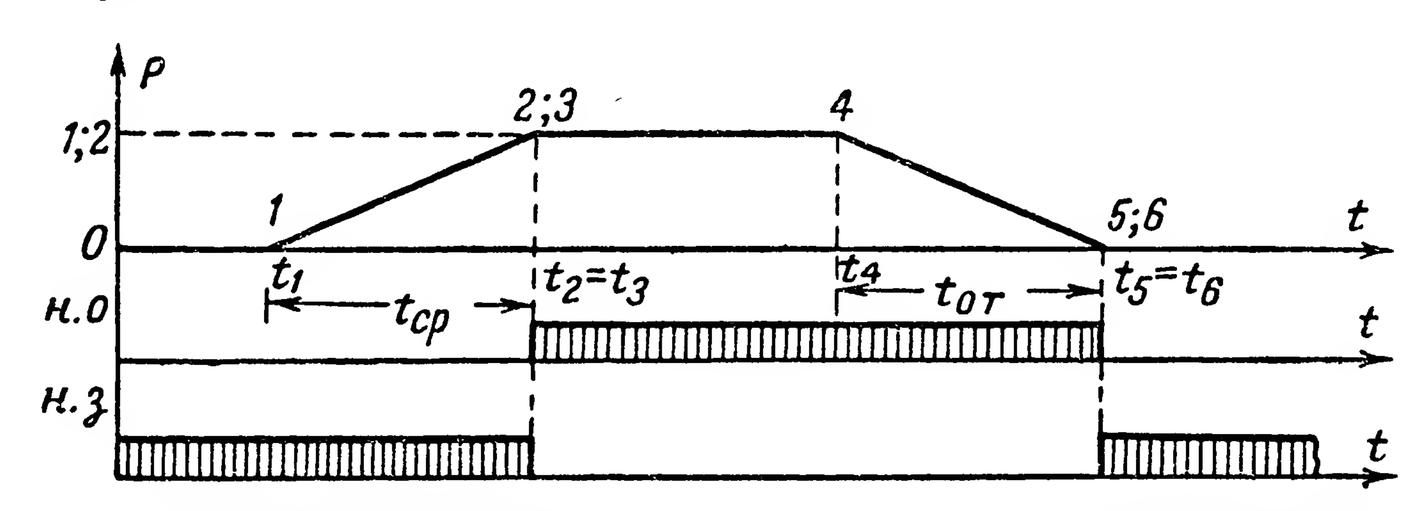


Рис. 2П-4. Двухлинейный временной график работы электромагнитного реле.

На рис. 2П-5 изображен пример временно́го графика работы двухрелейного генератора, собранного по схеме на рис. 2П-1,*а*.

Иногда в кодирующих и декодирующих устройствах применяют электромагнитные реле с механическими методами замедления движения их подвижных органов. В таких реле обычно время движения подвижного органа велико, а времена трогания сравнительно малы. При движении подвижных органов у этих реле может производиться в различное время последовательная коммутация нескольких пар контактов. В таком случае временны́е графики работы реле вычерчиваются с несколькими характерными линиями.

На рис. 2П-6 изображен пример временно́го графика работы реле с механическим замедлением на срабатывание. Реле имеет три пары контактов, из которых K_1 замыкаются в начале хода подвижного органа при срабатывании, K_2 — в середине хода и K_3 — в конце хода.

График начерчен в предположении, что времена трогания при срабатывании и отпускании весьма малы сравнительно со временем движения подвижного органа реле при срабатывании.

В данном графике используются три характерные линии:

0 — линия положения покоя реле (контактов K_1);

1 — линия контактов K_2;

2 — линия рабочего положения реле (контактов K_3).

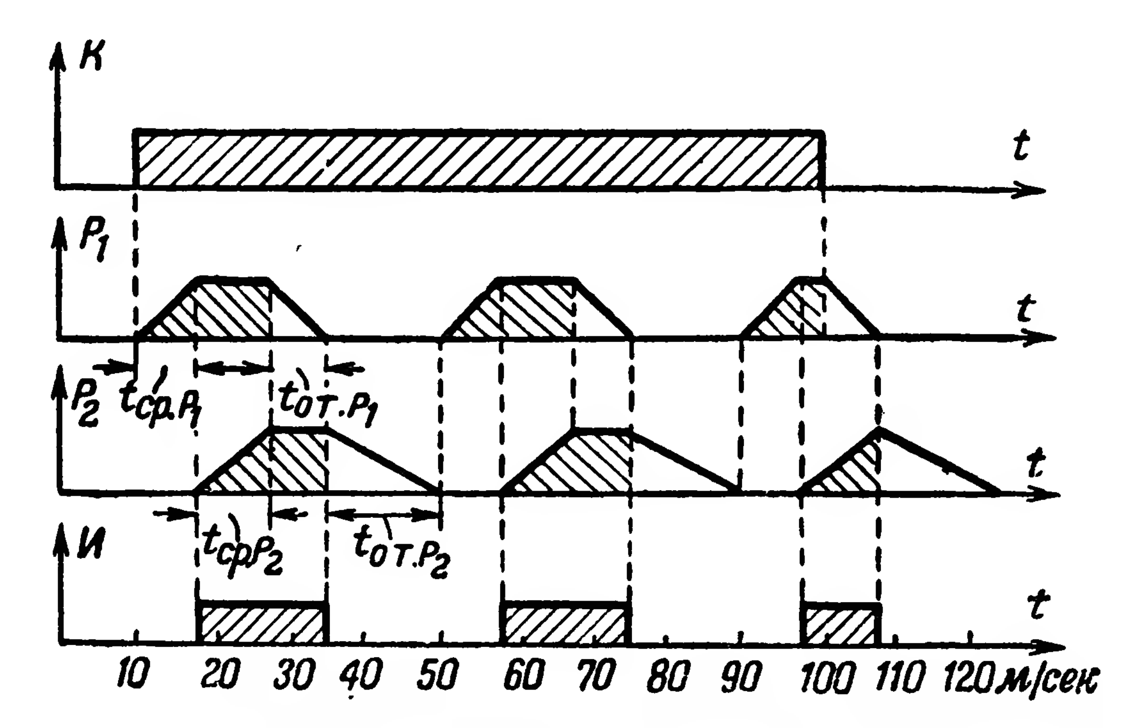


Рис. 2П-5. Временной график работы двухрелейного манипулятора.

На практике чаще всего используются двухлинейные временные графики в виде, показанном на рис. 2П-4.

Временные графики дают ясное представление о протекании процесса работы схемы во времени. Пользуясь этими графиками при син-

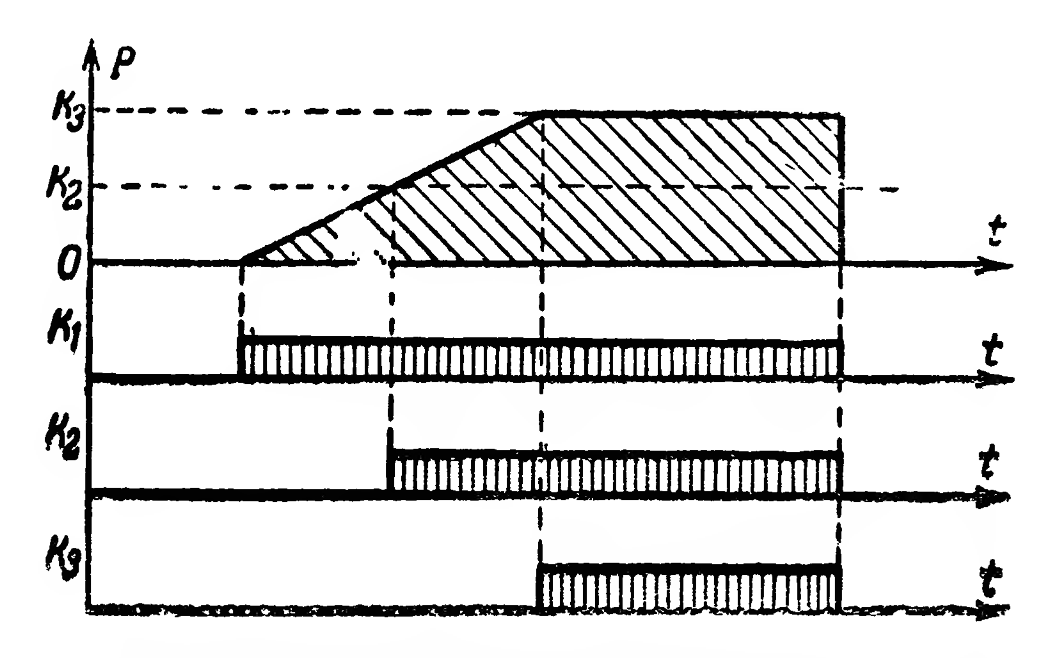


Рис. 2П-6. Временной график работы реле с механическим замедлением на срабатывание.

тезе релейно-контактных схем, легко уяснить, какие необходимо выбрать временные параметры реле для обеспечения требуемой последовательности работы элементов.

В то же время эти графики не дают (как другие методы) представления о характере взаимодействия элементов в электрических цепях, образуемых в схеме в том или ином положении ее.

Таким образом, каждый из рассмотренных методов анализа имеет свои достоинства и недостатки. Ни один из этих методов не дает ответа на все вопросы, возникающие при анализе схемы. Вследствие этого выбор того или иного метода определяется частными задачами анализа, т. е. тем, что прежде всего необходимо выяснить при его выполнении. При всестороннем исследовании схемы обычно используют одновременно несколько методов анализа.

е) Запись требований к работе схемы

Требования к работе схемы могут быть записаны: словами, с помощью таблиц или формул включения, а когда необходимо обеспечить определенные временные соотношения, то и с помощью временных графиков.

Применение таблиц и формул включения, а также временных графиков в этом случае отличается от использования их при анализе работы схемы только тем, что при предъявлении требований к работе схемы мы рассматриваем лишь приемные и исполнительные элементы и не интересуемся, как осуществляется связь между ними, а следим лишь, чтобы требования не были противоречивыми.

Приложение 3

АНАЛИТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СТРУКТУРНОГО АНАЛИЗА И СИНТЕЗА РЕЛЕЙНО-КОНТАКТНЫХ СХЕМ

а) Общие сведения

Аналитические методы структурного анализа и синтеза релейно-контактных схем основаны на использовании математического аппарата алгебры логики, который был развит еще в начале прошлого столетия.

На возможность использования аппарата алгебры логики для анализа релейно-контактных схем впервые указал еще в 1910 г. русский физик П. С. Эренфест. Строгое доказательство этой возможности дал советский физик В. И. Шестаков в 1935 г. и затем в кандидатской диссертации в 1938 г.

В дальнейшем детальная разработка алгебраических методов анализа и синтеза релейно-контактных схем была выполнена в основном М. А. Гавриловым в 1943—1950 гг. в ряде работ, опубликованных в периодической печати и, наконец, в [Л. 22], где дано систематическое изложение теории релейно-контактных схем.

В работах других советских и иностранных ученых [Л. 167, 175 и 176] рассматриваются вопросы приложения аналитических методов анализа и синтеза к решению ряда конкретных задач, где эти методы получают свое дальнейшее развитие.

б) Символическая запись структуры схем соединения контактов

Для символической записи структуры релейно-контактной схемы условимся обмотки реле в этой записи обозначать большими буквами, нормально открытые контакты — малыми буквами, а нормально за-

крытые — малыми буквами с черточкой сверху. Так, например, если в принципиальной схеме обмотки и контакты реле обозначаются буквой A, то *в символической записи обмотка обозначается A, н. о. контакты — a, н. з. контакты — $\bar{a}$.*

Вначале мы рассмотрим способ символической записи структуры схем, содержащих лишь одни контакты реле, и установим правила преобразования получаемых при этом формул. В последующем рассмотрим способ символической записи структуры схем, содержащих контакты и обмотки электромагнитных реле, а также другие элементы, цепи которых коммутируются контактами.

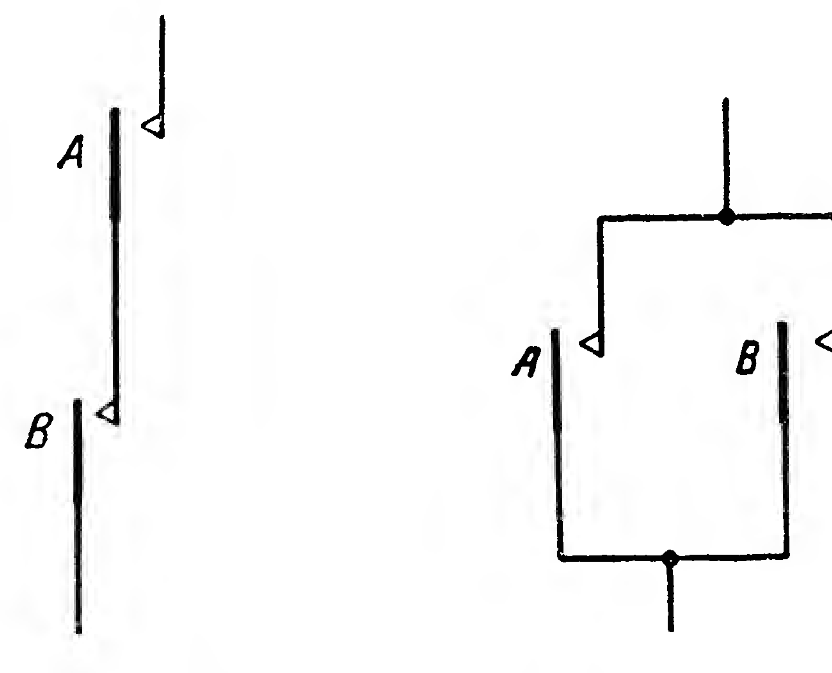


Рис. 3П-1. Схема последовательного соединения контактов.

Рис. 3П-2. Схема параллельного соединения контактов.

Два любых контакта могут быть либо разомкнуты, либо замкнуты. Эти два крайних состояния характеризуются числами: нулем и единицей.

Так, например, если A в положении покоя, то $a=0$ и $\bar{a}=1$, в рабочем же положении реле A, $a=1$ и $\bar{a}=0$.

Расширяя принятое условие, мы будем в дальнейшем всякое электрическое соединение, сопротивление которого можно при данном рассмотрении не учитывать, записывать в виде единицы, а любой разрыв цепи — в виде нуля.

Условимся последовательное соединение контактов изображать в виде произведения их символов, а параллельное — в виде суммы их. Так, например, схему на рис. 3П-1 символически запишем в виде

$$f_1=ab, \qquad (3П\text{-}1),$$

а схему на рис. 3П-2 в виде

$$f_2=a+b \qquad (3П\text{-}2).$$

Выбор такого способа записи схемы соединения контактов не случаен, а согласуется с принятой выше числовой характеристикой состояния контактов. Действительно, если в схеме на рис. 3П-1 замкнуты оба контакта, то $a=1$ и $b=1$ и согласно (3П-1) $f_1=1$, т. е. цепь замкнута (проводит). Если же хотя бы один из контактов разомкнут, например $a=0$ и $b=1$, то $f_1=0$ и, следовательно, цепь разомкнута.

Для схемы на рис. 3П-2 получаем, что $f_2=0$, если оба контакта разомкнуты, т. е. $a=0$ и $b=0$, и $f_2=1$, если хотя бы один из контактов замкнут, т. е. $a=1$ или $b=1$.

Некоторое затруднение для этого случая возникает, если оба контакта замкнуты, т. е. $a=1$ и $b=1$; при этом согласно (3П-2) $f_2=1+1$, однако по принятому условию всякая замкнутая цепь характеризуется числом 1, т. е. $f_2=1$. Чтобы выдержать это условие, устанавливается правило

$$1+1=1. \qquad (3П-3)$$

Очевидно, что любая схема соединения контактов, имеющая два вывода: вход и выход (двухполюсник), ведет себя, как один контакт, т. е. эта цепь может быть либо замкнута, либо разомкнута. Следовательно, группу символов, обозначающую некоторое последовательное или параллельное соединение контактов, мы можем объединить в скобки и обращаться с ней, как с одним символом, характеризующим некоторый участок цепи, соответствующим образом включенный по отношению к другим цепям схемы. При этом условии схему на рис. 3П-3 можно символически записать в виде

$$f_3=a[\bar{b}c+(d+\bar{e})]. \qquad (3П-4)$$

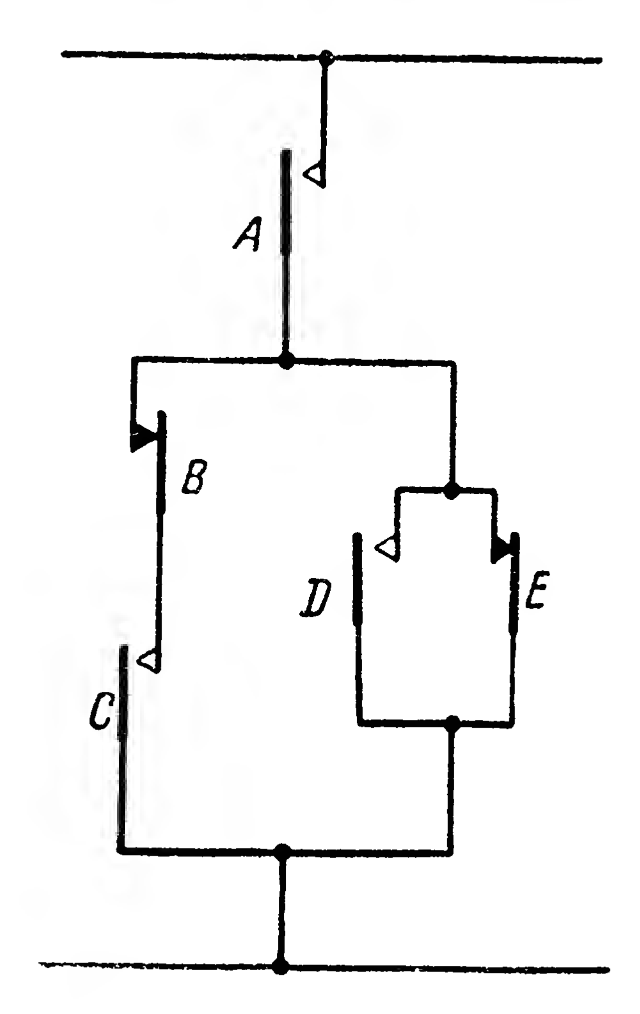


Рис. 3П-3 Пример схемы смешанного соединения контактов.

Символическая запись структуры контактной схемы называется *структурной формулой*.

в) Правила алгебры логики

Рассматривая элементарные схемы соединения контактов, нетрудно установить основные правила преобразования структурных формул. Эти правила являются правилами алгебры математической логики.

Математическая логика позволяет записать и легко проследить связь между двухзначными событиями. *Событие* называется *двухзначным*, если оно может либо происходить (существовать), либо не происходить (не существовать), и не может быть такого положения, чтобы это событие одновременно происходило и не происходило. Легко видеть, что замыкание цепи является одним из таких событий. Действительно, если не рассматривать переходных процессов, происходящих при замыкании и размыкании контактов, то любая цепь может быть либо замкнута, либо незамкнута.

Для каждого двухзначного события имеется противоположное ему, или, как говорят, инверсное событие.

Событие, инверсное данному, происходит, когда данное событие не происходит, и наоборот.

Двухзначными событиями, рассматриваемыми в математической логике, являются истинность того или иного положения (высказывания) и ложность его.

Факт существования двухзначного события обозначается цифрой 1, а факт несуществования — нулем.

Очевидно, что событием, инверсным замкнутому состоянию цепи, является разомкнутое состояние этой цепи. Связь между данным событием x и инверсным ему событием $\bar{x}$ может быть выражена формулой

$$\bar{x} = 1 - x. \qquad (3П\text{-}5)$$

Действительно, при $x=0$ $\bar{x}=1$, а при $x=1$ $\bar{x}=0$.

Установленные выше правила записи последовательного и параллельного соединения контактов соответствуют правилам записи связей между двухзначными событиями.

Связи, выраженные союзами «и», «а», обозначаются знаком умножения символов событий, а связи, выраженные союзом «или»—знаком сложения.

Например, цепь замкнута ($f=1$), если контакты x_1 и x_2 замкнуты. Для данной связи событий

$$f = x_1 x_2.$$

В табл. 3П-1 приведены основные правила алгебры математической логики. Справедливость этих правил может быть доказана простым рассмотрением возможных формально-логических связей между двухзначными событиями. Для схем соединений контактов ряд правил иллюстрируется рис. 3П-4.

Таблица 3П-1

Правила алгебры математической логики

№ групп-пы	№ п/п.	Правила	№ групп-пы	№ п/п.	Правила
I	1	$xy = yx$	IV	12	$1 \cdot 0 = 0$
	2	$x + y = y + x$		13	$1 + 0 = 1$
II	3	$(xy)z = x(yz)$		14	$1 \cdot 1 = 1$
	4	$(x + y) + z = x + (y + z)$		15	$1 + 1 = 1$
III	5	$(x + y)z = xz + yz$		16	$x\bar{x} = 0$
IV	6	$x \cdot 1 = x$		17	$x + \bar{x} = 1$
	7	$x + 1 = 1$	V	18	$\bar{0} = 1$
	8	$x \cdot 0 = 0$		19	$\bar{1} = 0$
	9	$x + 0 = x$		20	$\overline{xy} = \bar{x} + \bar{y}$
	10	$0 \cdot 0 = 0$		21	$\overline{x + y} = \bar{x}\,\bar{y}$
	11	$0 + 0 = 0$			

Часть этих правил соответствует правилам обычной алгебры: *I* — переместительные законы; *II* — сочетательные; *III* — распределительный. Правила группы IV вытекают из установленных выше понятий нуля и единицы, а правила группы V — из понятия инверсии.

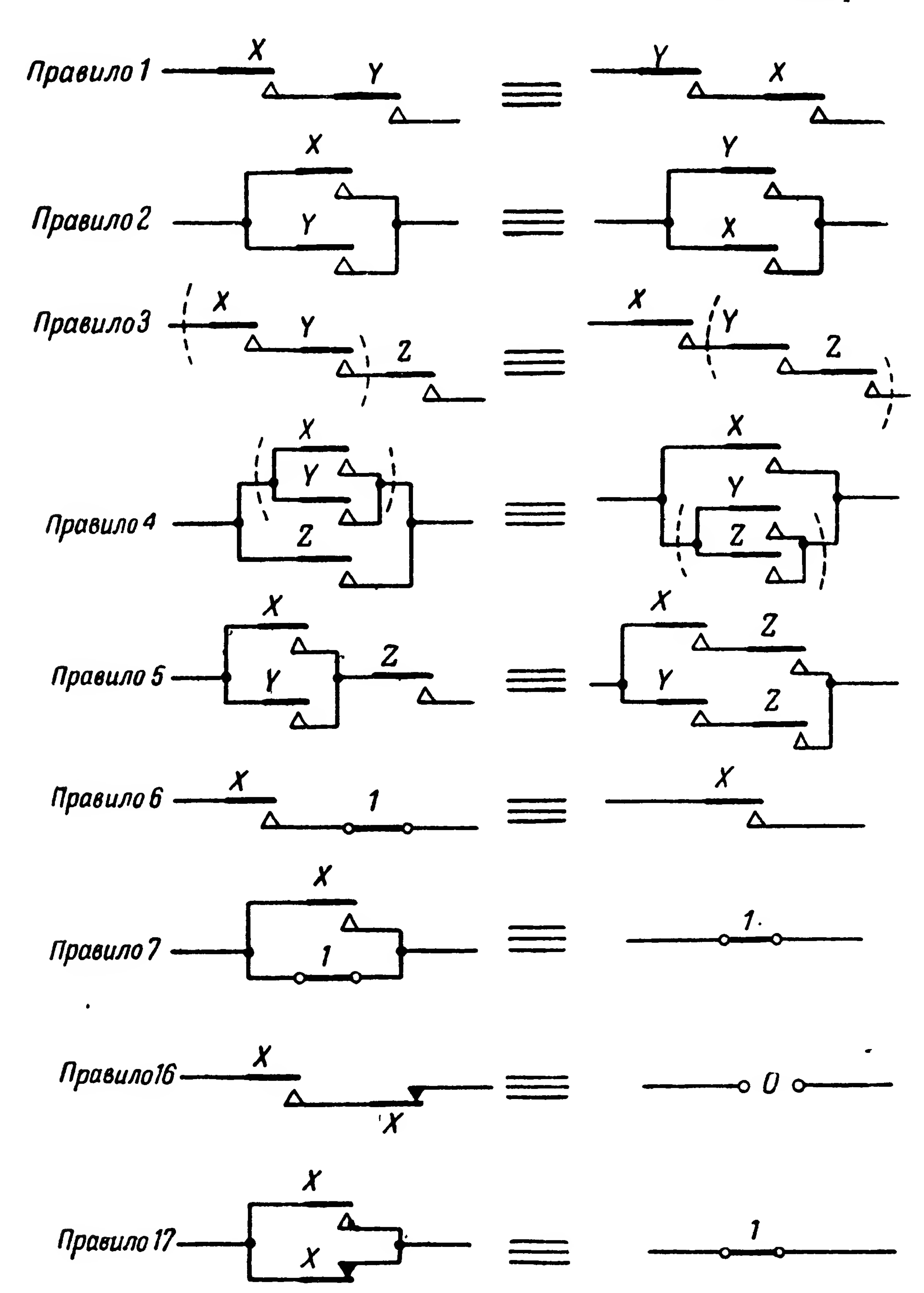


Рис. 3П-4. Примеры равносильных преобразований элементарных схем контактных соединений в соответствии с правилами алгебры математической логики.

Правила 16—19 непосредственно следуют из определения понятия инверсии, а правила 20 и 21 предусматривают распространение понятия инверсии на сложное событие. Так, например, инверсия некоторого события $z=xy$ согласно (3П-5) равна $\bar{z}=1-z$ или $\overline{xy}=1-xy$.

Преобразуем данное равенство, используя основные правила:

$$1 - xy = x + \bar{x} - xy = \bar{x} + x(1 - y) = \bar{x} + x\bar{y}.$$

Непосредственной проверкой (раскрывая скобки) легко убедиться, что $\bar{x} + x\bar{y} = (\bar{x} + x)(\bar{x} + \bar{y})$, а так как $\bar{x} + x = 1$, то $1 - xy = \bar{x} + \bar{y}$, что и доказывает правило 20. Аналогично может быть доказано и правило 21. В справедливости правил 20 и 21 можно также убедиться, рассматривая соответствующие схемы соединения контактов.

Основные правила по табл. 3П-1 позволяют получить большое число равносильных соотношений. Ниже приводятся лишь некоторые весьма часто применяемые соотношения.

$$\left.\begin{aligned} x + x &= x; \\ xx &= x. \end{aligned}\right\} \qquad (3П\text{-}6)$$

$$(x + z)(y + z) = xy + z; \qquad (3П\text{-}7)$$

$$\left.\begin{aligned} &xf(x, y, \ldots, w) = xf(1, y, \ldots, w). \\ &\text{Например,} \\ &x(x + y) = x; \quad x(\bar{x} + y) = xy; \\ &\bar{x}f(x, y, \ldots, w) = \bar{x}f(0, y, \ldots, w). \\ &\text{Например,} \\ &\bar{x}(x + y) = \bar{x}y; \quad \bar{x}(\bar{x} + y) = \bar{x}. \end{aligned}\right\} \qquad (3П\text{-}8)$$

$$\left.\begin{aligned} &x + f(x, y, \ldots, w) = x + f(0, y, \ldots, w). \\ &\text{Например,} \\ &x + xy = x; \quad x + \bar{x}y = x + y; \\ &\bar{x} + f(x, y, \ldots, w) = \bar{x} + f(1, y, \ldots, w). \\ &\text{Например,} \\ &\bar{x} + xy = \bar{x} + y; \quad \bar{x} + \bar{x}y = \bar{x}. \end{aligned}\right\} \qquad (3П\text{-}9)$$

Применительно к контактной схеме запись $f(x, y, \ldots, w)$ означает некоторую структурную формулу соединений контактов реле $X, Y, \ldots, W$. Замена этой формулы на $f(1, y, \ldots, w)$ означает, что все н. о. контакты реле X в этой схеме должны быть заменены постоянным электрическим соединением цепи ($x = 1$) и соответственно все н. з. контакты — разрывом цепи ($\bar{x} = 0$).

Правила по табл. 3П-1 справедливы во всех случаях вне зависимости от очередности действия событий во времени (очередности работы реле и соответствующих контактов). Учет очередности действия событий позволяет получить дополнительные правила, которые приведены в табл. 3П-2.

Таблица ЗП-2

Правила алгебры логики, учитывающие очередность действия событий во времени (очередность работы реле)

№ группы	Очередность действия событий во времени	№ п/п.	Правила
I	События x_1 и x_2 возникают в порядке индексов, а заканчиваются в обратном порядке или одновременно (реле X_1 и X_2 включаются в порядке индексов, а отключаются в обратном порядке или одновременно)	1	$x_1 + \bar{x}_2 = 1$
		2	$\bar{x}_1 x_2 = 0$
		3	$\bar{x}_1 + \bar{x}_2 = \bar{x}_2$
		4	$x_1 x_2 = x_2$
		5	$x_1 + x_2 = x_1$
		6	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 = \bar{x}_1$
II	События x_1 и x_2 заканчиваются в порядке индексов, а возникают в обратном порядке или одновременно (реле X_1 и X_2 отключаются в порядке индексов, а включаются в обратном порядке)	7	$\bar{x}_1 + x_2 = 1$
		8	$x_1 \bar{x}_2 = 0$
		9	$\bar{x}_1 + \bar{x}_2 = \bar{x}_1$
		10	$x_1 x_2 = x_1$
		11	$x_1 + x_2 = x_2$
		12	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 = \bar{x}_2$
III	События x_1 и x_2 одновременно никогда не происходят (реле X_1 и X_2 одновременно никогда не бывают в рабочем положении)	13	$\bar{x}_1 + \bar{x}_2 = 1$
		14	$x_1 x_2 = 0$
		15	$x_1 + \bar{x}_2 = \bar{x}_2$
		16	$\bar{x}_1 x_2 = x_2$
		17	$\bar{x}_1 + x_2 = \bar{x}_1$
		18	$x_1 \bar{x}_2 = x_1$
IV	Всегда происходит хотя бы одно из событий x_1 или x_2 (отсутствует одновременное отключение реле X_1 и X_2)	19	$x_1 + x_2 = 1$
		20	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 = 0$
		21	$x_1 + \bar{x}_2 = x_1$
		22	$\bar{x}_1 x_2 = \bar{x}_1$
		23	$\bar{x}_1 + x_2 = x_2$
		24	$x_1 \bar{x}_2 = \bar{x}_2$

В справедливости этих правил для схем соединения контактов легко убедиться путем вычерчивания соответствующих схем и рассмотрения возможных положений контактов.

Учитывая очередность замыкания и размыкания контактов во времени, мы тем самым учитываем неиспользуемые или невозможные состояния схемы. При таком учете некоторые комбинации соединения контактов могут быть заменены постоянным разрывом, а другие— постоянным соединением (коротким замыканием) цепи.

г) Структурные формулы релейно-контактных схем

Обозначения обмоток реле и других элементов схемы вводятся в структурные формулы по тем же правилам, что и для схемы соединения контактов. Так, например, структурная формула схемы обычного управления реле на рис. ЗП-5 запишется в виде

$$F_1 = aX, \qquad (ЗП\text{-}10)$$

а для схемы инверсного управления (рис. 3П-6)

$$F_2 = R(a + X). \tag{3П-11}$$

Если реле A находится в рабочем положении, то $a = 1$ и $F_1 = X$; $F_2 = R$. Если же реле A находится в положении покоя, то $a = 0$ и $F_1 = 0$; $F_2 = RX$.

Таким образом, обмотка реле получает питание, если при подстановке в структурную формулу ее цепи числовых характеристик контактов правая часть этой формулы равна обозначению обмотки

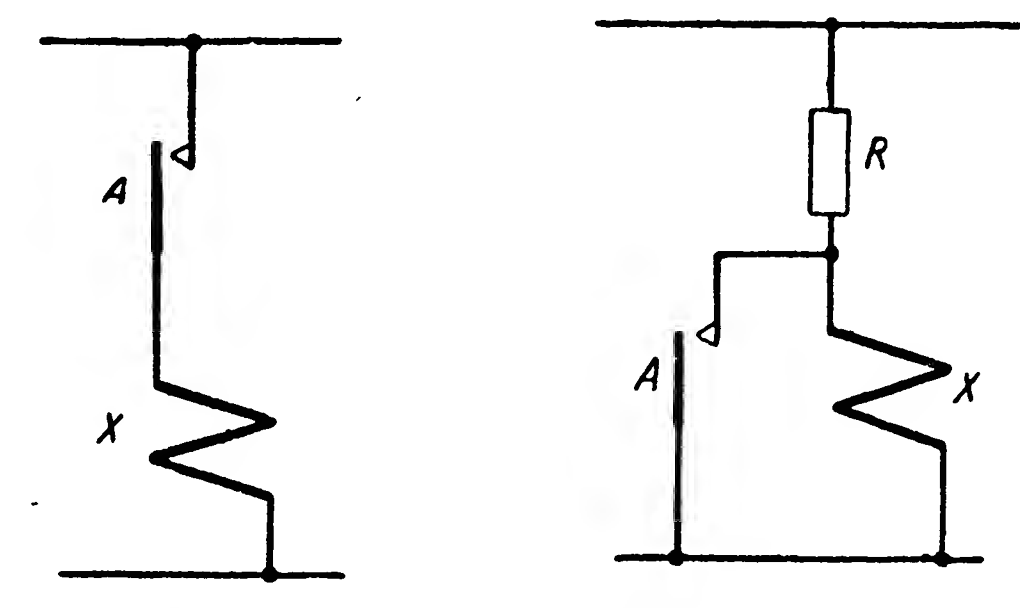


Рис. 3П-5. Схема обычного управления реле.

Рис. 3П-6. Схема инверсного управления реле.

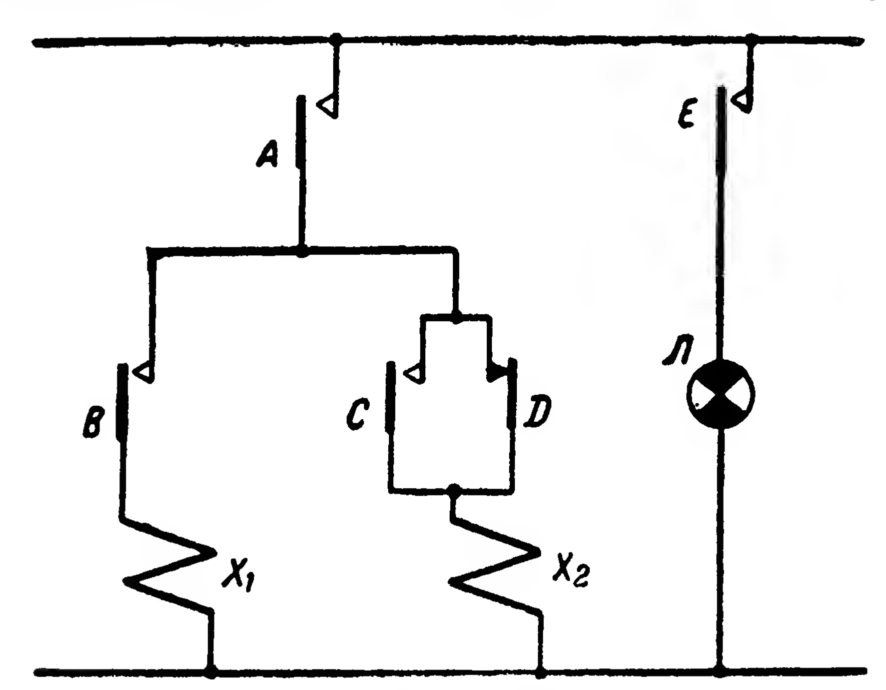


Рис. 3П-7. Пример схемы соединения различных элементов.

или произведению обозначений какого-либо сопротивления (R) и обмотки. Обмотка реле питания не получает, если при подстановке в структурную формулу ее цепи числовых характеристик контактов правая часть этой формулы не содержит обозначений этой обмотки.

Согласно принятым условиям структурная формула схемы на рис. 3П-7 может быть записана в виде

$$F = a[bX_1 + (c + \overline{d})X_2] + eЛ. \tag{3П-12}$$

Аналогично может быть записана структурная формула любой схемы, образуемой путем последовательного и параллельного соединения отдельных цепей (схемы типа П).

д) Аналитические методы анализа релейно-контактных схем

При анализе релейной схемы необходимо установить, удовлетворяет ли ее работа заданным условиям.

В однотактных схемах определенному положению приемных элементов должно соответствовать заданное положение исполнительных элементов. Для проверки выполнения этого условия поступают следующим образом:

1. Выписывают структурную формулу анализируемой схемы.

В общем случае эта структурная формула может быть представлена в виде

$$F = F(a,\ b,\ c, \dots x,\ y,\ z, \dots X,\ Y,\ Z, \dots). \tag{3П-13}$$

2. Раскрывают в структурной формуле все скобки и группируют члены, имеющие в качестве сомножителей символы обмоток каждого

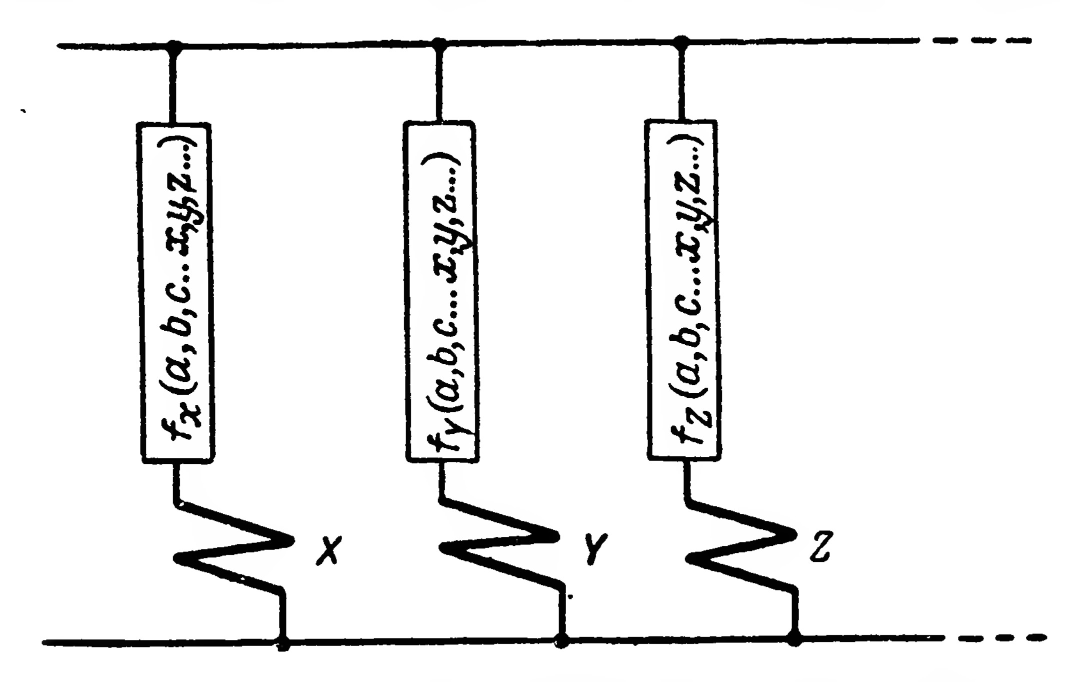


Рис. 3П-8. Общая релейно-контактная схема, преобразованная к виду, удобному для анализа.

из промежуточных и исполнительных реле. Последние символы выносятся за скобку, и схема представляется в виде

$$\begin{aligned} F = {} & f_x(a,\ b,\ c, \dots x,\ y,\ z, \dots)\, X + \\ & + f_y(a,\ b,\ c, \dots x,\ y,\ z, \dots)\, Y + \\ & + f_z(a,\ b,\ c, \dots x,\ y,\ z, \dots)\, Z + \\ & \dots\dots\dots\dots\dots\dots \end{aligned} \tag{3П-14}$$

Данной структурной формуле соответствует схема, приведенная на рис. 3П-8.

3. Выявляют условия срабатывания каждого промежуточного и исполнительного элементов и сравнивают их с заданными условиями.

Условия срабатывания реле X могут быть записаны в виде

$$f_x(a,\ b,\ c, \dots x,\ y,\ z, \dots) = 1 \tag{3П-15}$$

или

$$f_x(a,\ b,\ c, \dots x,\ y,\ z, \dots) = R_x, \tag{3П-16}$$

где R_x — сопротивление какой-либо всегда проводящей цепи, т. е. цепи, не содержащей контактов.

Например, для схемы на рис. 3П-9 структурная формула может быть записана в виде

$$F = (a + \bar{b})\,[\bar{c}dX + c(\bar{d} + e)\,Y].$$

Раскрывая скобки, получим:

$$F = (a\bar{c}d + \bar{b}\bar{c}d)\,X + (ac\bar{d} + ace + \bar{b}c\bar{d} + \bar{b}ce)\,Y.$$

Условие срабатывания реле X будет

$$f_x = a\bar{c}d + \bar{b}\bar{c}d = 1.$$

Данное условие выполняется, если $a\bar{c}d = 1$ или $\bar{b}\bar{c}d = 1$.

Следовательно, реле X срабатывает, если $a = 1$; $\bar{c} = 1$ и $d = 1$, т. е. если реле A и D в рабочем положении, а C — в покое, или если $\bar{b} = 1$; $\bar{c} = 1$ и $d = 1$, т. е. если реле D в рабочем положении, а B и C — в покое.

Аналогично для реле Y получим, что оно срабатывает, если $ac\bar{d} = 1$ или $ace = 1$ либо $\bar{b}c\bar{d} = 1$ или $\bar{b}ce = 1$.

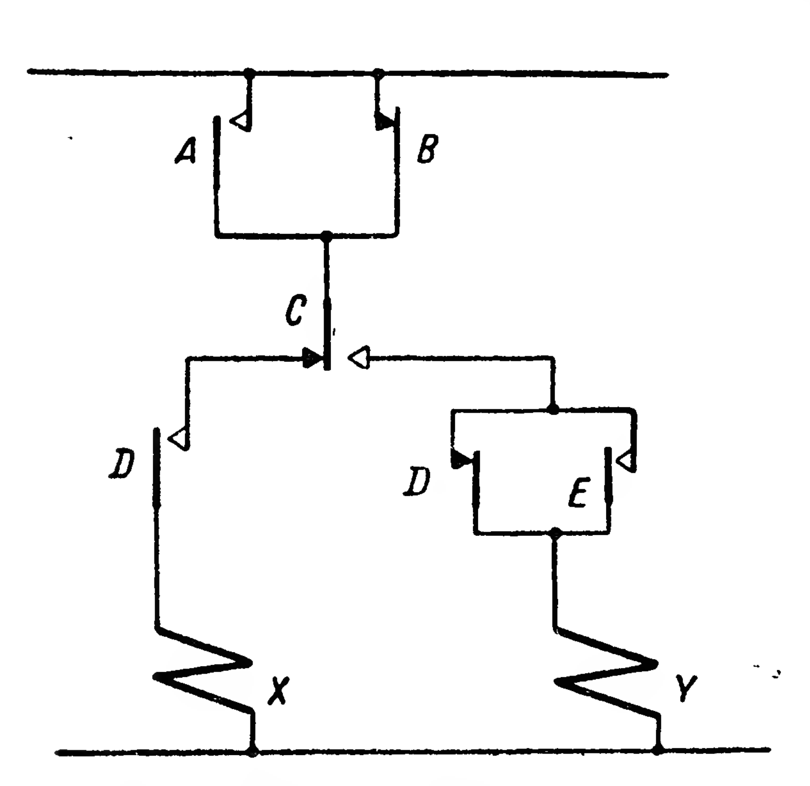


Рис. 3П-9. Пример релейно-контактной схемы.

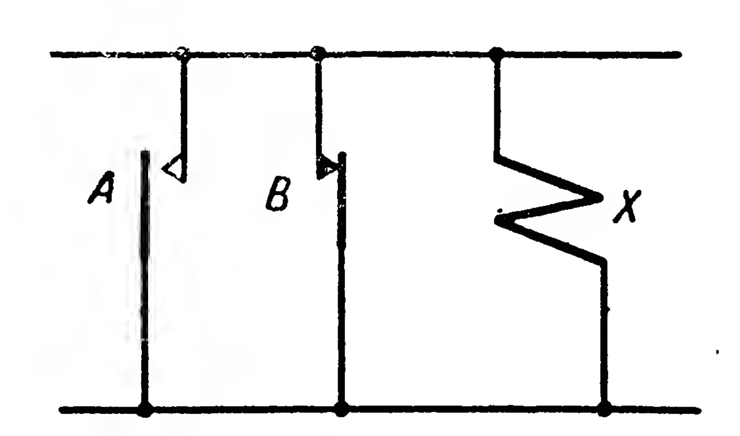


Рис. 3П-10. Пример схемы инверсного управления реле.

Если в анализируемом устройстве имеется реле с инверсной схемой управления, то для приведения структурной формулы к виду (3П-14) можно схему инверсного управления заменить эквивалентной ей схемой обычного управления.

Для уяснения способа такой замены рассмотрим схему на рис. 3П-10. Структурная формула этой схемы

$$F = a + \bar{b} + X.$$

Заменим в данной схеме реле X реле инверсного действия, которое срабатывает при отключении питания и отпускает при подключении (хотя такие электромагнитные реле не применяются, для рассмотрения это значения не имеет). Очевидно, что при такой замене действие схемы станет также инверсным и, следовательно,

$$\bar{F} = a + \bar{b} + \bar{X}.$$

Если действие инверсии выполнить 2 раза, то мы получим схему, работающую, как и первоначальная и, следовательно

$$F = \bar{\bar{F}} = \overline{a + \bar{b} + \bar{X}}.$$

Применяя правила 21 и 20 по табл. 3П-1, получаем:

$$\overline{a+(\overline{b}+\overline{X})}=\overline{a}\,\overline{(\overline{b}+\overline{X})}=\overline{a}bX,$$

т. е.

$$F=\overline{a}bX.$$

Последняя формула дает схему обычного управления на рис. 3П-11, действие которой равносильно действию схемы на рис. 3П-10.

Выше было показано, каким образом может быть записана структурная формула для схемы, содержащей цепи, соединенные последовательно и параллельно (схемы типа П).

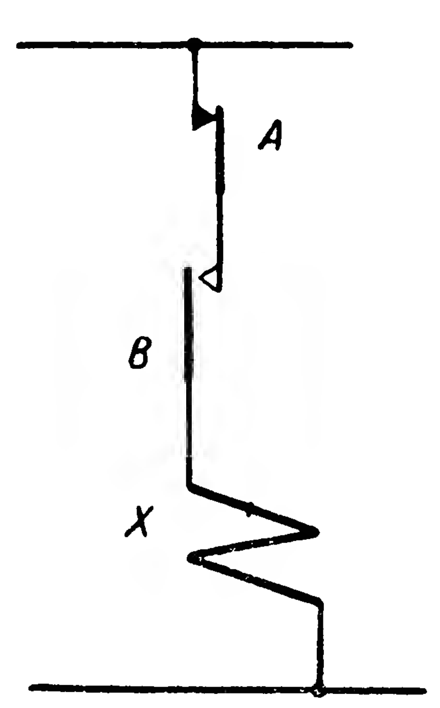


Рис. 3П-11. Схема обычного управления реле, равносильная схеме на рис. 3П-10.

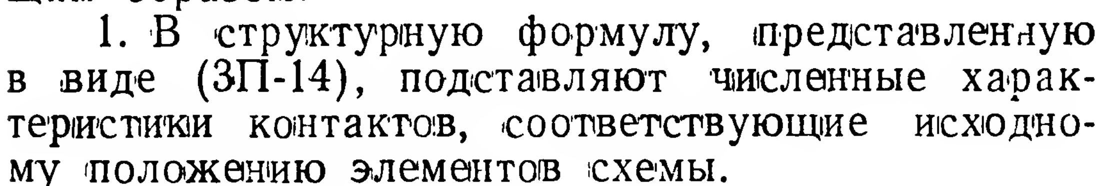
Для схемы мостикового типа (схема типа Н) также можно написать формулу, правильно описывающую работу того или иного реле. Для этого достаточно проследить все возможные цепи, проходящие через обмотку данного реле.

Так, например, для схемы на рис. 3П-12 такая формула может быть представлена в виде

$$F=(a+be)X+(b+ae)Y. \qquad (3П\text{-}17)$$

Формула (3П-17) дает структурную схему типа П, равносильную схеме типа Н, изображенной на рис. 3П-12.

Анализ многоконтактных схем, для которых задана таблица включений, проводится следующим образом.



1. В структурную формулу, представленную в виде (3П-14), подставляют численные характеристики контактов, соответствующие исходному положению элементов схемы.

2. Выявляют обмотки реле, получающие питание, и тем самым проверяют выполнение условий перехода схемы к такту 1.

3. Подставляют в структурную формулу численные характеристики контактов, соответствующие положению элементов в такте 1, и проверяют выполнение условий перехода схемы к такту 2 и т. д.

В качестве простейшего примера проанализируем работу схемы на рис. 3П-13, обеспечивающую периодическое зажигание и погасание (мигание) лампы *Л*.

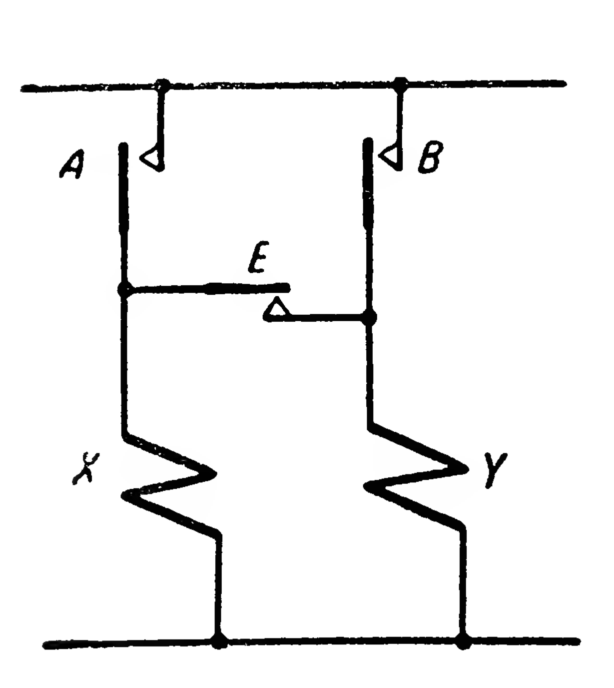


Рис. 3П-12. Пример схемы типа Н.

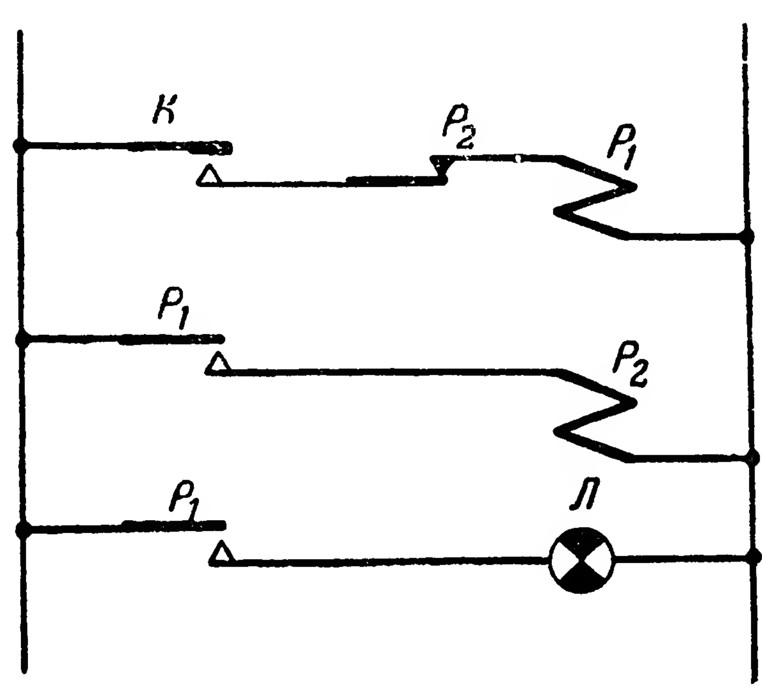


Рис. 3П-13. Многотактная схема, обеспечивающая мигание лампы *Л*.

Порядок включений элементов этой схемы приведен в табл. 3П-3.

Таблица 3П-3

Включения элементов схемы на рис. 3П-13

Элементы \ Такты	0	1	2	3	4	5	6
K	$-K$	$+K$					
P_1	$-P_1$		$+P_1$		$-P_1$		$+P_1$
P_2	$-P_2$			$+P_2$		$-P_2$	
$Л$	$-Л$			$+Л$		$-Л$	

Структурная формула рассматриваемой схемы:

$$F = к\overline{p}_2P_1 + p_1P_2 + p_1Л.$$

Такт 1: $к = 1$; $\overline{p}_2 = 1$; $p_1 = 0$;

$$F = P_1.$$

Обмотка реле P_1 получает питание, и, следовательно, выполняются условия перехода к такту 2.

Такт 2: $к = 1$; $\overline{p}_2 = 1$; $p_1 = 1$;

$$F = P_1 + P_2 + Л.$$

Получают питание обмотки реле P_1 и P_2 и лампа $Л$. Выполняются условия перехода к такту 3.

Такт 3: $к = 1$; $\overline{p}_2 = 0$; $p_1 = 1$;

$$F = p_1P_2 + p_1Л.$$

Получают питание обмотки реле P_2 и лампа $Л$. Обмотка реле P_1 питания не получает, и тем самым выполняются условия перехода к такту 4.

Такт 4: $к = 1$; $\overline{p}_2 = 0$; $p_1 = 0$,

$$F = 0.$$

Обмотка реле P_2 питания не получает, выполняются условия перехода к такту 5.

Такт 5: $к = 1$; $\overline{p}_2 = 1$; $p_1 = 0$;

$$F = P_1.$$

Схема находится в том же состоянии, что и в такте 1, следовательно работа ее будет периодически повторяться.

Описанный метод анализа схемы аналогичен методу вычерчивания схем последовательного действия, но в этом случае перечерчивание схем заменяется переписыванием структурной формулы, что требует значительно меньше труда и времени.

Выявление состояния цепи обмотки того или иного реле с помощью структурной формулы в ряде случаев значительно проще и нагляднее, чем при рассмотрении принципиальной схемы (хотя бы потому, что не требуется запоминать положения отдельных контактов).

Аналитический метод исследования позволяет также выявить места короткого замыкания (в этом случае в структурной формуле образуются члены, равные единице), а также проанализировать работу схемы при различных аварийных режимах — обрывах цепей, неисправностях отдельных элементов и пр.

е) Составление первоначальных структурных формул однотактных релейно-контактных схем

Задача синтеза релейно-контактных схем может быть разделена на две части:

1) составление первоначальной структурной формулы по заданным условиям работы схемы и

2) равносильное преобразование первоначальной структурной формулы с целью получения минимального числа элементов, равномерной нагрузки реле контактами и пр.

Для однотактных схем, в которых реле включаются или отключаются одновременно, составление первоначальных структурных формул сводится к символической записи условий работы их исполнительных реле. При этом могут быть использованы либо условия срабатывания, т. е. указание всех тех случаев, когда срабатывает каждое исполнительное реле при различных положениях или действиях приемных реле, либо условия несрабатывания.

Очевидно, что условия срабатывания и несрабатывания взаимно дополняют друг друга. Так, например, если реле X срабатывает, когда реле A находится в рабочем положении, а реле B в положении покоя, то при всех других комбинациях положений реле A и B реле X не срабатывает. Таких положений в данном случае может быть три, т. е реле X не срабатывает, если реле A находится в положении покоя, а B в рабочем положении или реле A и B находятся в положении покоя, или реле A и B находятся в рабочем положении.

Обычно для составления первоначальной структурной формулы лучше использовать те условия, число которых меньше.

Совокупность условий срабатывания может быть соединена союзами «и», «а» и «или». То же имеет место и для совокупности условий несрабатывания.

Введем правила записи условий срабатывания и несрабатывания рассматриваемого реле (например, X) таким образом, чтобы эта запись непосредственно отражала первоначальную структуру схемы соединений контактов, включаемых в цепь обмотки этого реле.

Такие правила сведены в табл. 3П-4.

Таблица 3П-4

Правила символической записи условий срабатывания и несрабатывания реле

Условие срабатывания реле X	Условие несрабатывания реле X	Символическая запись
Реле X находится в рабочем положении	Реле X находится в положении покоя	x
Реле X находится в положении покоя	Реле X находится в рабочем положении	$\bar{x}$
„и“, „а“	„или“	$\cdot$
„или“	„и“, „а“	$+$

При использовании этих правил для приведенного примера получаем:

Условие срабатывания реле X:

$$f_x = a\bar{b}. \tag{3П-18}$$

Условие несрабатывания реле X:

$$f_x = (a + \bar{b})(a + b)(\bar{a} + \bar{b}).$$

Если записанные условия взять в качестве первоначальной структуры схемы соединения контактов в цепи обмотки реле X, то структурная формула этой схемы реле X имеет вид:

из условия срабатывания

$$F_x = a\bar{b}X, \tag{3П-19а}$$

а из условия несрабатывания

$$F_x = (a + \bar{b})(a + b)(\bar{a} + \bar{b})X. \tag{3П-19б}$$

Легко убедиться, что обе эти схемы удовлетворяют поставленным исходным требованиям к работе элемента X. Нетрудно также убедиться в том, что схема, определяемая структурной формулой (3П-19б), равносильна схеме, определяемой (3П-19а). Для этого достаточно в (3П-19б) раскрыть скобки и, используя правила алгебры логики, произвести соответствующие сокращения.

Условия срабатывания дают первоначальную структуру схемы включения. Эта структура наглядно отражает все возможные пути тока к данному элементу.

Условия несрабатывания дают первоначальную структуру схемы, которая наглядно отражает возможные сечения всех путей тока.

Если однотактная схема содержит несколько исполнительных элементов, то запись условий ее работы образуется как совокупность записей условий срабатывания или несрабатывания отдельных элементов ее. Из этой записи непосредственно образуется первоначальная структурная формула такой схемы.

Пример. Однотактная схема содержит начальные реле A, B, C, D, E и исполнительные реле X_1 и X_2.

Реле X_1 срабатывает, если:

1) реле A в рабочем положении или если

2) реле B и E в рабочем положении, а реле C в положении покоя.

Реле X_2 срабатывает, если:

1) реле D в рабочем положении или если

2) реле B в рабочем положении, а реле C в положении покоя.

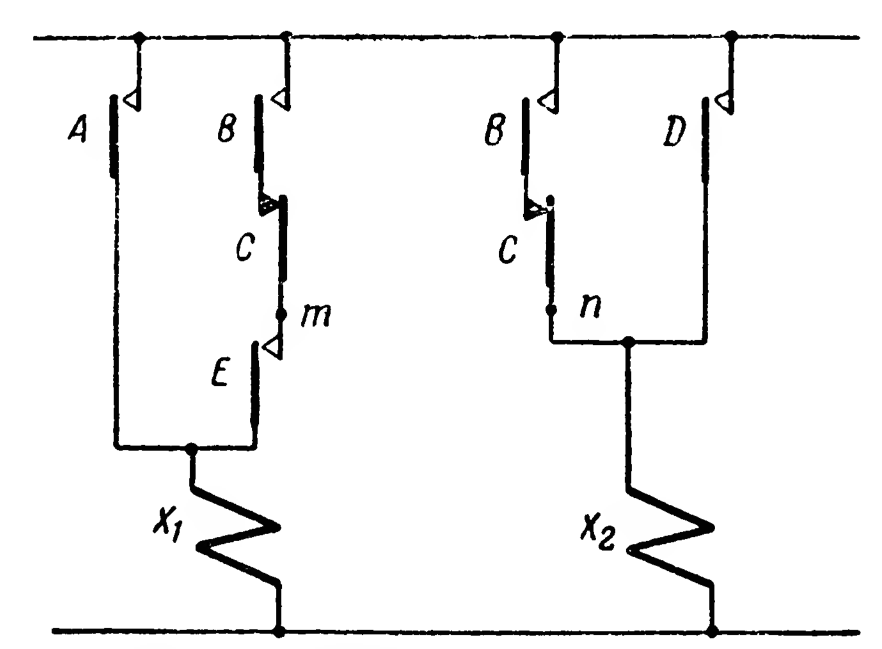


Рис. 3П-14. Релейно-контактная схема, полученная путем непосредственной записи условий срабатывания реле.

Используя правила по табл. 3П-4, по данным условиям непосредственно получаем:

$$F_{x_1} = (a + b \cdot e\bar{c})\, X_1;$$

$$F_{x_2} = (d + b\bar{c})\, X_2.$$

Первоначальная структурная формула всей схемы будет

$$F = (a + b\bar{c}e)X_1 + (d + b\bar{c})\, X_2. \qquad (3П\text{-}20)$$

Соответствующая данной структурной формуле схема приведена на рис. 3П-14.

ж) Составление первоначальных структурных формул для многотактных схем

Для синтеза многотактной схемы требования к ее работе должны быть представлены в виде таблицы включений. Если, кроме требований к очередности работы элементов во времени, имеются также требования к отдельным временны́м интервалам, определяющим переход от одного такта к другому, то в дополнение к таблице включений должен быть составлен и временно́й график, отражающий эти требования.

По этому временно́му графику могут быть сформулированы в последующем требования к временны́м параметрам реле в схеме.

Составление первоначальной структурной формулы может быть выполнено в следующем порядке.

1. Проверяется реализуемость требований таблицы включений при данном числе элементов.

Если схема оказывается нереализуемой, то вводят дополнительные элементы или налагают те или иные требования на временные параметры реле.

2. Записывают условия срабатывания или несрабатывания для каждого реле с учетом положения его во все такты работы схемы.

3. Составляют первоначальную структурную формулу всей схемы как сумму структурных формул для отдельных реле.

Проиллюстрируем эти правила на простейшем примере:

Схема содержит одно начальное реле A и одно исполнительное реле X. Требования к работе схемы даны таблицей включений 3П-5.

Таблица 3П-5

Требования к порядку включения элементов схемы

Такты / Реле	0	1	2	3	4	5	6
A	$-A$	$+A$		$-A$	$+A$	$-A$	
X	$-X$		$+X$				$-X$

Для проверки реализуемости данной схемы присвоим каждому реле двоичный номер и вычислим двоичные числа тактов как сумму двоичных номеров реле, находящихся в рабочем положении.

В результате составляется табл. 3П-6.

Таблица 3П-6

Порядок включения элементов схемы

Двоичный номер реле	Такты / Реле	0	1	2	3	4	5	6
$2^0 = 1$	A	$-A$	$+A$		$-A$	$+A$	$-A$	
$2^1 = 2$	X	$-X$		$+X$				$-X$
Двоичный номер такта		0	1	3	2	3	2	0

Легко видеть, что двоичный номер такта характеризует положение схемы в этот такт в том смысле, что разным положениям схемы соответствуют обязательно разные двоичные номера, а одинаковым двоичным номерам — одни и те же положения всех элементов схемы.

Следует обратить внимание на такты, имеющие одинаковые двоичные номера. Такими тактами являются 2 и 4, 3 и 5, 0 и 6.

В такты 2 и 4 реле X находится в рабочем положении. Оно остается также в этом положении и в последующие за ними такты 3 и 5. Следовательно, в такты 2 и 4 выполняются условия срабатывания реле X, и то обстоятельство, что эти такты имеют одинаковые двоичные номера, не дает противоречивых требований к схеме. Иначе обстоит дело в такты 3 и 5. В такт 3 и последующий за ним такт 4 реле X находится в рабочем положении; следовательно, в этот такт выполняются условия срабатывания. В такт 5 реле X находится в рабочем положении, однако в такт 6 оно отпускает. Следовательно, в такт 5 условия срабатывания не выполняются, а положение схемы такое же, как и в такт 3. Последнее означает, что требования к работе схемы противоречивы и схема нереализуема.

Для того чтобы сделать схему реализуемой, необходимо ввести еще одно или несколько промежуточных реле.

Такты срабатывания и отпускания промежуточных реле нужно выбрать такими, чтобы при повторяющихся положениях схемы (одинаковых двоичных номерах тактов) требования ко всем элементам схемы не были противоречивыми.

Рассматривая различные варианты таблицы включений, нетрудно убедиться, что в данном примере одно промежуточное реле еще не позволяет сделать схему реализуемой, и потому приходится установить два промежуточных реле: P и S.

Таблица 3П-7

Вариант порядка включений элементов схемы

Двоичный номер реле	Такты / Реле	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$2^0 = 1$	A	$-A$	$+A$		$-A$		$+A$		$-A$			
$2^1 = 2$	X	$-X$		$+X$						$-X$		
$2^2 = 4$	P	$-P$				$+P$						$-P$
$2^3 = 8$	S	$-S$						$+S$			$-S$	
Двоичный номер такта		0	1	3	2	6	7	15	14	12	4	0

Получаемая при этом таблица включений 3П-7 свидетельствует о реализуемости схемы, так как все такты имеют различные двоичные номера, за исключением тактов 0 и 10, когда схема находится в исходном положении.

Для записи условий срабатывания данного реле необходимо рассмотреть такт, предшествующий срабатыванию, и все такты, следующие за тактом срабатывания, когда реле находится в рабочем положении, за исключением такта, который предшествует отпусканию этого реле. Так, например, для реле X такими тактами будут 1, 3, 4, 5 и 6. Запись условий срабатывания в каждом из указанных тактов производится согласно правилам по табл. 3П-4. Для тактов, следующих за срабатыванием, необходимо учесть и положение данного реле.

В соответствии с этим для реле X получаем:

$$f_X = \overset{1}{a\bar{p}\bar{s}} + x(\overset{3}{\bar{a}\bar{p}\bar{s}} + \overset{4}{\bar{a}p\bar{s}} + \overset{5}{ap\bar{s}} + \overset{6}{aps}). \qquad (3П\text{-}21)$$

Цифрой сверху указан такт, для которого записано соответствующее условие.

Для реле P

$$f_P = \overset{3}{\bar{a}x\bar{s}} + p(\overset{5}{ax\bar{s}} + \overset{6}{axs} + \overset{7}{\bar{a}xs} + \overset{8}{\bar{a}\bar{x}s}). \qquad (3П\text{-}22)$$

Для реле S

$$f_S = \overset{5}{axp} + s\overset{7}{\bar{a}}xp. \qquad (3П\text{-}23)$$

Первоначальная структурная формула всей схемы может быть представлена в виде

$$F = f_X X + f_P P + f_S S. \qquad (3П\text{-}24)$$

Реализуемость схемы может быть получена также путем наложения определенных требований к временным параметрам реле.

Так, в частности, если в схеме с таблицей включений 3П-6 промежуток времени между отпусканием реле A в такт 3 и срабатыванием его в такт 4 сравнительно невелик, а после такта 5 реле A остается в положении покоя значительно больший отрезок времени, то реализуемость данной схемы может быть достигнута путем соответствующего замедления реле X по отпусканию.

з) Преобразование первоначальных структурных формул

Преобразования первоначальных структурных формул могут быть произведены согласно изложенным в п. «в» правилам алгебры логики. Кроме непосредственного объединения повторяющихся контактов путем вынесения их символов за скобку и использования других правил по табл. 3П-1 и 3П-2, а также соотношений 3П-9, значительное уменьшение числа контактов достигается использованием многообмоточных реле и выпрямителей. Переход к использованию многообмоточных реле может быть совершен путем распространения правила 5 по табл. 3П-1 на случай, когда Z представляет собой символ обмотки реле.

Например, для структурной формулы (3П-20) имеем:

$$F = aX_1 + b\bar{c}eX_1 + dX_2 + b\bar{c}X_2, \qquad (3П\text{-}25)$$

или

$$F = aX_1 + dX_2 + b\bar{c}(eX_1 + X_2).$$

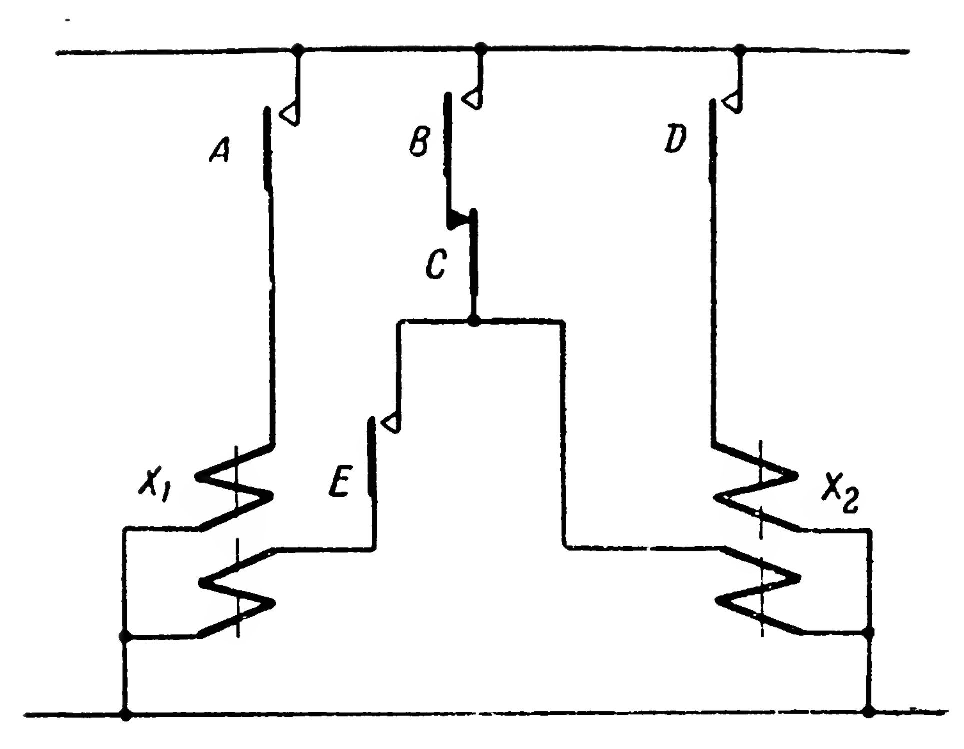


Рис. ЗП-15. Схема, равносильная схеме на рис. ЗП-14, полученная путем преобразования первоначальной структурной формулы.

Соответствующая данной структурной формуле схема показана на рис. ЗП-15.

Как видно, по сравнению со схемой на рис. ЗП-14 в ней достигается объединение контактов реле B и C.

Непосредственное объединение этих контактов в схеме на рис. ЗП-14 путем, например, соединения точек m и n, невозможно, так как при этом образуются ложные цепи. Так, например, при срабатывании реле D и E образуется цепь питания реле X_1 и т. д. Указанные ложные цепи могут быть устранены введением в отдельные цепи питания обмоток выпрямителей. Получаемая при этом схема показана на рис. ЗП-16.

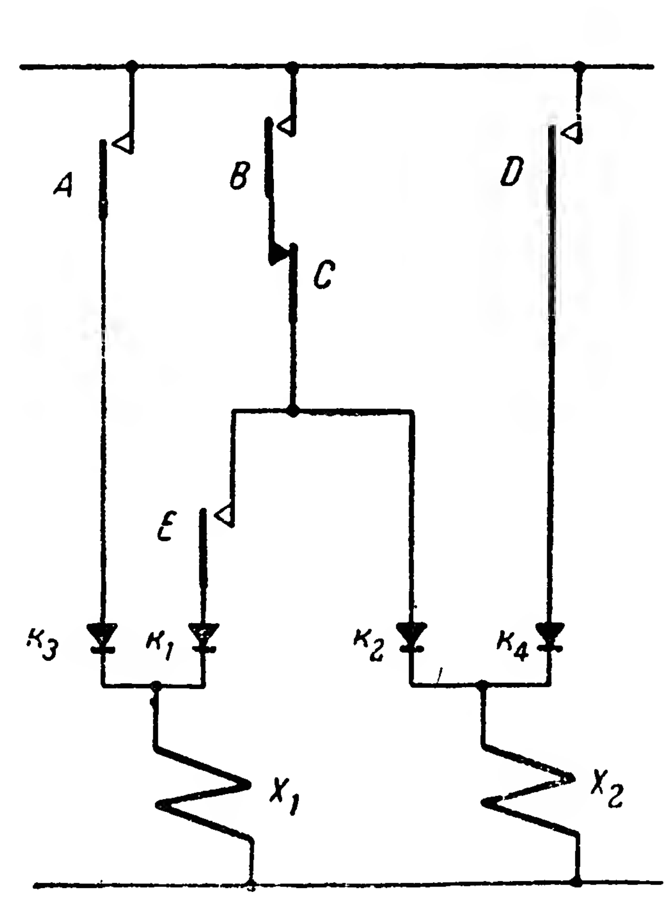


Рис. ЗП-16. Схема, равносильная схеме на рис. ЗП-14, полученная путем введения в структурную формулу символов вентильных элементов.

Схема с выпрямителями может быть получена и аналитическим путем. Для этого в цепи питания обмоток вводятся символы вентильных элементов k и схема разделяется на две части: цепи до вентильных элементов и цепи после них. Между этими частями ставится знак многополюсного соединения ⁝ | ⁝ , а для указания общих точек символы вентильных элементов повторяются.

Так, например, структурную формулу (ЗП-25) можно записать в виде

$$F = b\bar{c}ek_1X_1 + b\bar{c}k_2X_2 + ak_3X_1 + dk_4X_2.$$

Разделяя эту схему на две части, получаем:

$$F = b\bar{c}ek_1 + b\bar{c}k_2 + ak_3 + dk_4 \; \vdots \, | \, \vdots \; k_1X_1 + k_2X_2 + k_3X_1 + k_4X_2.$$

Одноименные элементы, стоящие впереди и позади символов выпрямителей, могут быть объединены путем вынесения их за скобки. Ложных цепей при этом не образуется, так как этому препятствуют выпрямители.

Таким образом,

$$F = b\bar{c}(ek_1 + k_2) + ak_3 + dk_4 \vdots|\vdots (k_1 + k_3)X_1 + (k_2 + k_4)X_2.$$

Схема на рис. 3П-16 соответствует данной структурной формуле. Рассматривая эту схему, легко убедиться, что выпрямители k_3 и k_4 могут быть удалены без образования ложных цепей, что и следует сделать.

Выполним также в качестве примера преобразование первоначальных структурных формул (3П-21)—(3П-24).

Из табл. 3П-7 видно, что для реле P и S выполняются условия правил группы I по табл. 3П-2. Согласно правилам 4 и 6 этой таблицы $ps = s$, а $\overline{ps} = \bar{p}$.

Учитывая эти соотношения, (3П-21) представим в виде

$$f_x = a\bar{p} + x[\bar{a}\bar{p} + p\bar{s}(\bar{a} + a) + as]; \text{ так как } a + \bar{a} = 1,$$

то

$$f_x = a\bar{p} + x(\bar{a}\bar{p} + p\bar{s} + as).$$

Используя распределительные свойства и правила (3П-9), получаем:

$$f_x = \bar{p}(a + x\bar{a}) + xp\bar{s} + xas = \bar{p}(a + x) + xp\bar{s} + xas =$$

$$= a\bar{p} + x(\bar{p} + p\bar{s}) + xas = a\bar{p} + x(\bar{p} + \bar{s}) + xas =$$

$$= a\bar{p} + x\bar{p} + x(\bar{s} + as) = a\bar{p} + x\bar{p} + x(\bar{s} + a);$$

$$f_x = a(\bar{p} + x) + x(\bar{p} + \bar{s}).$$

Из табл. 3П-7 легко видеть, что при $a = 1$ реле X срабатывает раньше, чем реле P. Отпускают эти реле при $a = 0$, поэтому порядок отпускания реле X и P не влияет на значение выражения $a(\bar{p} + x)$, и мы можем использовать правило 1 табл. 3П-2, согласно которому $x + \bar{p} = 1$.

Для реле P и S применимо правило 3 табл. 3П-2, откуда $\bar{p} + \bar{s} = \bar{s}$. Таким образом,

$$f_X = a + x\bar{s}.$$

Аналогично получаем:

$$f_P = x(\bar{a} + p) + s;$$

$$f_S = xp(a + s).$$

В результате структурная формула схемы может быть представлена в виде

$$F = (a + x\bar{s})X + [x(\bar{a} + p) + s]P + xp(a + s)S.$$

Дальнейшее уменьшение числа контактов в этой схеме может быть получено путем использования многообмоточных реле или выпрямителей.

Если структурную формулу удастся привести к виду (3П-17), то соответствующая схема может быть реализована как мостиковая.

М. А. Гавриловым [Л. 22] и другими авторами разработан ряд приемов, облегчающих преобразование последовательно-параллельных схем в мостиковые, а также некоторые правила, которые позволяют исключить с самого начала ряд тактов при составлении первоначальных структурных формул для отдельных элементов многотактных схем и тем самым уменьшить число последующих преобразований этих формул.

Приложение 4

АНАЛИТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СТРУКТУРНОГО АНАЛИЗА И СИНТЕЗА НЕКОНТАКТНЫХ РЕЛЕЙНЫХ СХЕМ

а) Общие сведения

К неконтактным релейным схемам относятся такие схемы, в любой точке которых при установившемся режиме напряжение (потенциал) может иметь лишь два различных значения. *Большее из значений напряжения в дальнейшем будем называть высоким, а меньшее — низким.*

В настоящее время неконтактные релейные схемы все чаще применяются в системах телеуправления и телеконтроля с целью повышения скорости передачи команд, а в ряде случаев и для увеличения надежности.

Основными элементами, которые используются в неконтактных схемах, являются: электронные и ионные лампы, полупроводниковые триоды, выпрямители из полупроводниковых материалов, магнитные усилители и магнитные реле. Элементы релейных схем, получаемые с помощью указанных нелинейных элементов, в дальнейшем будем называть операторами.

Ниже мы рассмотрим аналитические методы структурного анализа и синтеза схем, построенных из операторов, состоящих из электронных ламп, выпрямителей и неоновых ламп.

Схемы с электронными лампами могут быть заменены эквивалентными им схемами с полупроводниковыми триодами.

Данные методы анализа и синтеза могут быть распространены и на операторы с другими нелинейными элементами — тиратронами, магнитными гистерезисными элементами и др.

б) Понятие о переключательных функциях

Поскольку в любой точке неконтактной схемы напряжение (потенциал) может иметь лишь два различных значения (высокое или низкое), то для рассмотрения взаимодействия различных операторов нет необходимости знать точные численные значения (например, в вольтах) напряжений на их входах и выходах, а достаточно лишь знать, какие из этих напряжений будут высокими, а какие низкими. Это обстоятельство позволяет приписать высокому и низкому напряжениям любые

два условных обозначения или значения, с которыми удобно оперировать при анализе.

Принято низкому напряжению приписывать значение нуль, а высокому — единица. Таким образом, потенциал (напряжение) в любой точке схемы или напряжение на некотором участке могут иметь значения $u=0$ или $u=1$.

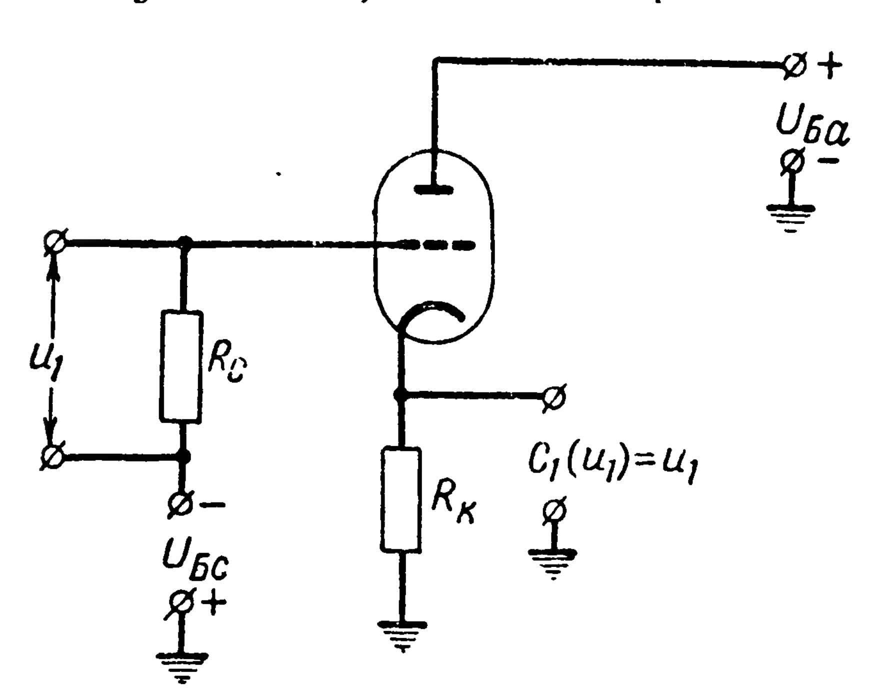


Рис. 4П-1. Схема оператора на триоде с катодным выходом.

Использование двоичных переменных позволяет найти простые аналитические выражения, описывающие действия различных операторов.

На рис. 4П-1 приведена схема оператора, собранная на триоде с катодным выходом. Очевидно, что если входное напряжение u_1 высокое, то и выходное напряжение $C_1(u_1)$ также высокое, если же входное напряжение u_1 низкое, то и выходное напряжение также низкое. Это обстоятельство может быть выражено аналитически в виде некоторой функции

$$C_1(u_1) = u_1, \tag{4П-1}$$

описывающей действие данной схемы. Эта функция называется п е р е к л ю ч а т е л ь н о й или л о г и ч е с к о й ф о р м у л о й о п е р а т о р а.

Действительно, из (4П-1) следует, что при $u_1=0$ $C_1(u_1)=0$, а при $u_1=1$ $C_1(u_1)=1$. Существенно обратить внимание на тот факт, что выражение входного и выходного напряжений одними и теми же числами 0 и 1 не означает действительного равенства этих напряжений в вольтах, а определяет лишь, какое из двух возможных значений (высокое или низкое) имеет данное напряжение.

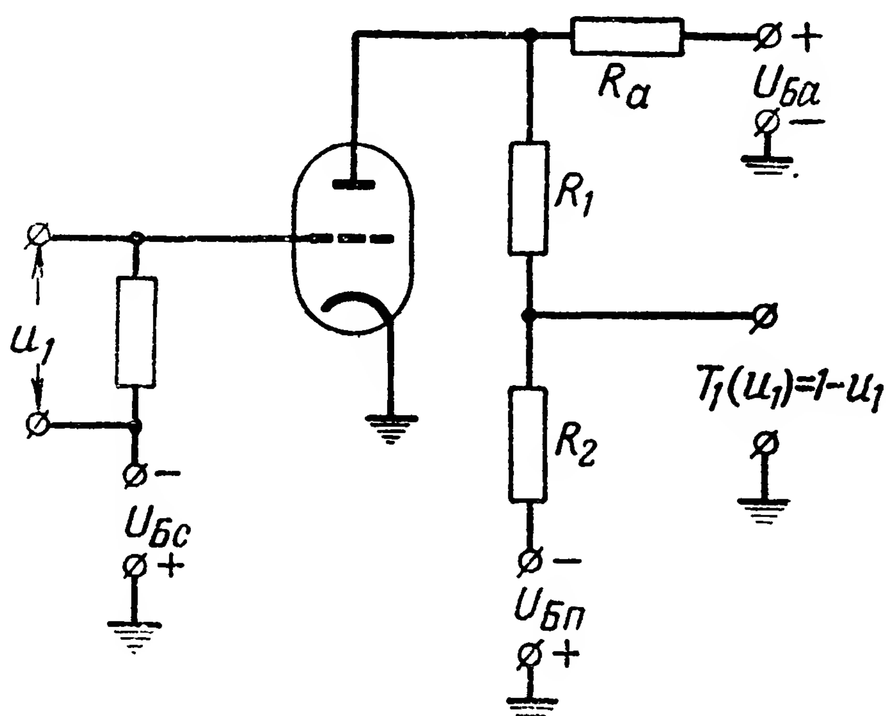


Рис. 4П-2. Схема оператора на триоде с выходом с анодной цепи.

На рис. 4П-2 изображена схема оператора, в которой изменение напряжения на выходе определяется изменением напряжения на аноде триода. Потенциометрический делитель R_1, R_2 и постоянное напряжение $U_{Бп}$ необходимы лишь для обеспечения возможности связи выхода данного оператора со входом какого-либо другого оператора.

Из хорошо известных свойств усилителя на сопротивлении следует, что в данной схеме при высоком входном напряжении u_1 выходное на-

пряжение $T_1(u_1)$ будет низким, и наоборот. Следовательно, переключательная функция для рассматриваемого оператора может быть записана в виде

$$T_1(u_1) = 1 - u_1. \qquad (4П\text{-}2)$$

Рассматривая другие схемы операторов, нетрудно аналогично найти выражения для переключательных функций, описывающих их действия.

В табл. 4П-1 приведены принципиальные схемы различных операторов и соответствующие им переключательные функции. В этой же таблице приведены функциональные схемы для компактного изображения отдельных операторов, когда необходимо рассматривать лишь их взаимодействие.

Для более удобной записи переключательных функций используется понятие инверсии двоичной переменной. Инверсия двоичной переменной u определяется по известной формуле:

$$\bar{u} = 1 - u. \qquad (4П\text{-}3)$$

Очевидно, что если напряжение u в данный момент высокое $(u=1)$, то инверсное ему напряжение $\bar{u}$ низкое $(\bar{u}=0)$, и наоборот.

Из схемы № 2 табл. 4П-1 следует, что действие инверсии выполняется триодом. В некоторых случаях инверсию напряжения u получают путем непосредственного суммирования напряжения с полярностью, обратной u, т. е. $-u$, и постоянного напряжения $U_Б=1$. Схема, выполняющая это действие, показана на рис. 4П-3.

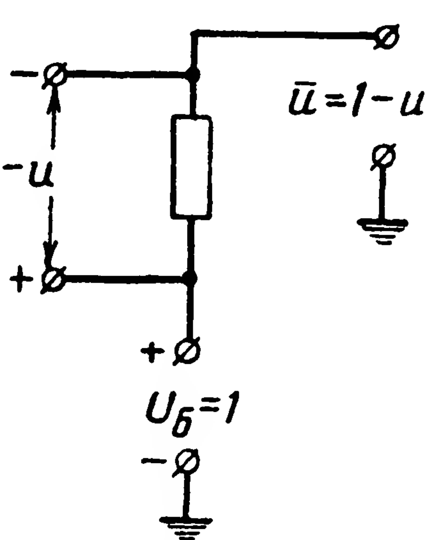


Рис. 4П-3. Суммирующая схема, выполняющая задачу инверсии.

Оператор в схеме № 3 табл. 4П-1 выполняет релейное суммирование двух напряжений с помощью пентода (см. гл. 7). Из переключательной функции этого оператора следует, что напряжение на выходе будет высоким $[P_2(u_1, u_2)=1]$ в случае, если напряжение u_1 или u_2 будет низким, т. е. $u_1=0$ или $u_2=0$.

Из схемы видно, что при $u_1=0$ пентод будет заперт по управляющей сетке, а при $u_2=0$ — по защитной.

В схемах операторов с выпрямителями и неоновыми лампами (№ 7—10) должно выполняться условие $r+R_д \ll R$. В схеме № 7а при $u_1=0$ выход шунтирован малым сопротивлением r и прямым сопротивлением выпрямителя $R_д$. Напряжение на выходе при этом низкое $[F_1(u_1)=0]$. При $u_1=1$ полярность напряжения на выпрямителе изменяется на обратную, сопротивление его резко возрастает и напряжение на выходе становится высоким $[F_1(u_1)=1]$ (напряжения, выраженные в вольтах, должны удовлетворять требованию $u_1>U$).

Схема № 7б работает аналогично: при $u_1=0$ неоновая лампа горит, напряжения на ней и сопротивлении r малы. При $u_1=1$ неоновая лампа гаснет.

Из рассмотрения переключательных функций схем № 5, 6 и 9 табл. 4П-1 следует, что при соединении анодов ламп или выпрямителей отдельных операторов переключательная функция всей схемы может быть получена как произведение переключательных функций отдельных операторов. Это правило нетрудно распространить на произвольное число операторов, например, при соединении анодов n операторов типа T_1 (схема № 2 табл. 4П-1) переключательная функция будет

$$T_n(u_1, u_2, \ldots, u_n) = T_1(u_1) \cdot T_1(u_2) \ldots T_1(u_n) = \bar{u}_1 \bar{u}_2 \ldots \bar{u}_n. \qquad (4П\text{-}4)$$

Переключательные функции операторов с электронными

№ п/п.	Принципиальная схема неконтактного оператора	Функциональная схема
1	$U_{Ба}$, $U_{Бс}$, u_1, $C_1(u_1)$	u_1, C_1, $C_1(u_1)$
2	$U_{Ба}$, $U_{Бс}$, $U_{Бп}$, u_1, $T_1(u_1)$	u_1, T_1, $T_1(u_1)$
3	$U_{Ба}$, $U_{Б3}$, $U_{Б1}$, $U_{Бп}$, u_1, u_2, $P_2(u_1,u_2)$	u_1, u_2, P_2, $P_2(u_2,u_1)$
4	$+U_{Ба}$, u_1, u_2, $C_2(u_1,u_2)$	u_1, u_2, C_2, $C_2(u_1,u_2)$

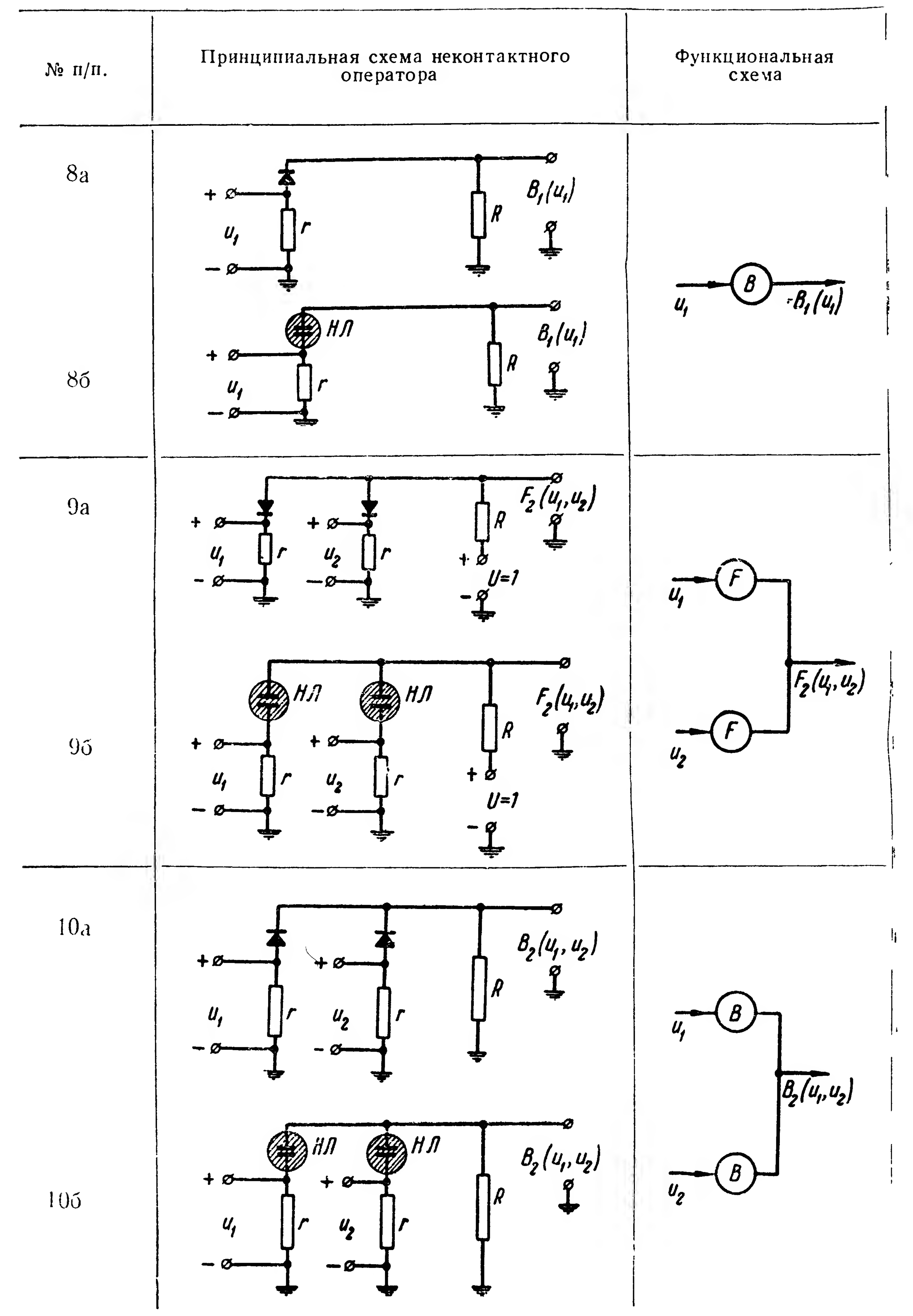
Таблица 4П-1

лампами, выпрямителями и неоновыми лампами

Переключательная функция (логическая формула)	Эквивалентная релейно-контактная схема	Структурная формула схемы соединения контактов
$C_1(u_1) = u_1 = 1 - \overline{u_1}$	+ f A_1 u_1	$f = a_1$
$T_1(u_1) = 1 - u_1 = \overline{u_1}$	+ f A_1 u_1	$f = \overline{a}_1$
$P_2(u_1,\ u_2) = 1 - u_1 u_2 = \overline{u_1} + \overline{u_2}$	+ f A_1 A_2 u_1 u_2	$f = \overline{a}_1 + \overline{a}_2$
$C_2(u_1, u_2) = 1 - \overline{u_1}\,\overline{u_2} = u_1 + u_2 = C_1(u_1) + C_1(u_2)$	+ f A_1 A_2 u_1 u_2	$f = a_1 + a_2$

№ п/п.	Принципиальная схема неконтактного оператора	Функциональная схема
5		
6		
7а		
7б		

Переключательная функция (логическая формула)	Эквивалентная релейно-контактная схема	Структурная формула схемы соединения контактов
$T_2(u_1u_2) = T_1(u_1)\ T_1(u_2) = \\ = \overline{u}_1\,\overline{u}_2$		$f = \overline{a}_1\,\overline{a}_2$
$f(u_1, u_2, u_3) = T_1(u_1)\cdot P_2(u_2, u_3) = \\ = \overline{u}_1(1 - u_2u_3) = \overline{u}_1(\overline{u}_2 + \overline{u}_3)$		$f = \overline{a}_1(\overline{a}_2 + \\ + \overline{a}_3)$
$F_1(u_1) = u_1$		$f = a_1$


№ п/п.
Принципиальная схема неконтактного оператора
Функциональная схема
8а
8б
9а
9б
10а
10б
НЛ
U=1
$B_1(u_1)$
$F_2(u_1, u_2)$
$B_2(u_1, u_2)$

Продолжение табл. 4П-1

Переключательная функция (логическая формула)	Эквивалентная релейно-контактная схема	Структурная формула схемы соединения контактов
$B_1(u_1) = u_1 = 1 - \bar{u}_1$		$f = a_1$
$F_2(u_1, u_2) = F_1(u_1)F_1(u_2) = u_1 u_2$		$f = a_1 a_2$
$B_2(u_1, u_2) = 1 - \bar{u}_1 \bar{u}_2 = u_1 + u_2 = B_1(u_1) + B_1(u_2)$		$f = a_1 + a_2$

Для схем, образуемых путем соединения катодов отдельных операторов типа схемы № 4, а также для операторов типа схемы № 10а для случая n входов получим:

$$C_n(u_1, u_2, \ldots u_n) = B_n(u_1, u_2, \ldots u_n) = 1 - \bar{u}_1\bar{u}_2 \ldots \bar{u}_n. \qquad (4П\text{-}5)$$

Переключательные функции могут быть построены также и для неконтактных реле.

На рис. 4П-4 приведено известное двухпозиционное неконтактное электронное реле с двумя положениями покоя, собранное на двух электронных лампах: $Л_1$ и $Л_2$ (триггерная схема). Спусковые напряжения u_1 и u_2 подводятся через триоды $Л_3$ и $Л_4$. Для нормальной

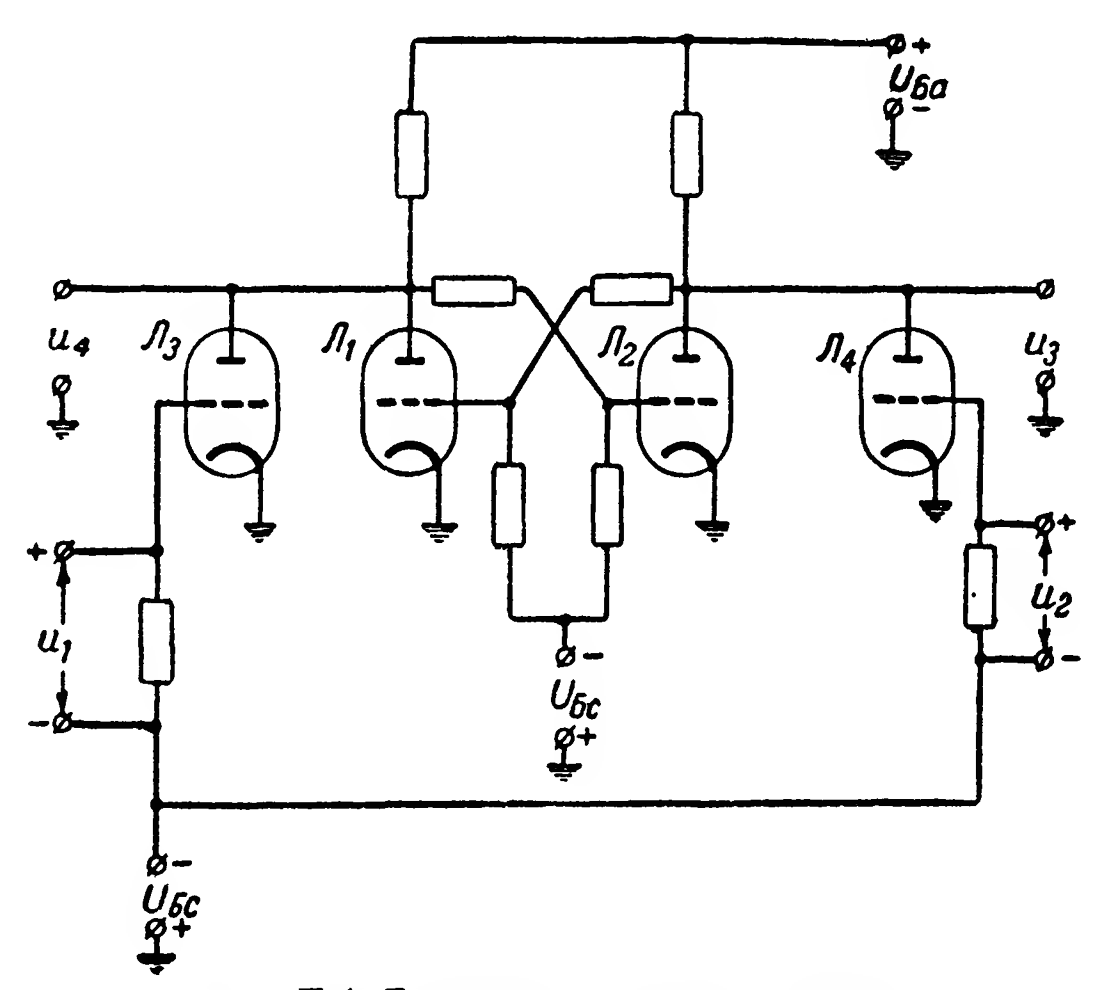


Рис. 4П-4. Триггерная схема на триодах.

работы этой схемы необходимо, чтобы никогда не было одновременного выполнения равенств $u_1=1$ и $u_2=1$.

Переключательная функция, описывающая работу схемы на рис. 4П-4, имеет вид

$$\left.\begin{aligned} u_3 &= \bar{u}_2(1 - \bar{u}_1 u_4); \\ u_4 &= \bar{u}_1(1 - \bar{u}_2 u_3). \end{aligned}\right\} \qquad (4П\text{-}6)$$

Легко видеть, что если $u_1=0$ и $u_2=0$, то согласно (4П-6) схема может иметь два положения равновесия: $u_3=0$, $u_4=1$ или $u_3=1$, $u_4=0$.

Если схема находится в положении $u_3=0$, $u_4=1$, а спусковое напряжение изменяет свое значение с $u_1=0$ на $u_1=1$, то согласно (4П-6) получаем, что схема опрокидывается и переходит в положение $u_3=1$ и $u_4=0$. Схема будет работать также, если спусковое напряжение u_1 подвести непосредственно к сетке триода $Л_1$, а u_2 — к сетке $Л_2$. Для неконтактного реле с двумя электронными лампами с одним положением покоя переключательная функция в зависимости от способа снятия напряжения на выход может иметь такой же вид, как и для операторов схем № 1 и 2 табл. 4П-1.

Аналогичные переключательные функции могут быть построены и для неконтактных реле других типов.

в) Взаимосвязь между релейно-контактными и неконтактными операторами

Функции, выполняемые рассмотренными неконтактными операторами, при малых скоростях работы могут быть выполнены и с помощью электромагнитных реле, которые можно рассматривать как контактные операторы.

В табл. 4П-1 приведены схемы контактных операторов, выполняющих те же задачи, что и соответствующие им неконтактные операторы. В этой же таблице приведены структурные формулы контактных цепей операторов из электромагнитных реле. Эти формулы составлены по правилам, изложенным в приложении 3. Нетрудно заметить, что структурные формулы контактных соединений электромагнитных операторов могут быть образованы из переключательных функций соответствующих неконтактных операторов, если в последних двоичные переменные напряжения $u_к$ заменить соответствующими им обозначениями контактов реле $a_к$ и использовать правила алгебры двоичных переменных.

Так, например, для неконтактного оператора двух переменных с пентодом (схема № 3 табл. 4П-1) переключательная функция имеет вид:

$$P_2(u_1, u_2) = 1 - u_1 u_2.$$

Соответственно для структурной формулы контактной цепи оператора из электромагнитных реле, используя понятие об инверсии и правило № 20 табл. 3П-1, имеем:

$$f = 1 - a_1 a_2 = \overline{a_1 a_2} = \bar{a}_1 + \bar{a}_2.$$

Таким образом, структурные формулы релейно-контактных схем мы можем рассматривать как переключательные функции, описывающие работу этих схем. С этой точки зрения, например, символы a_1 и $\bar{a}_1$ мы можем рассматривать как двоичные переменные, описывающие действия замыкающих и размыкающих контактов реле A.

Существенно, что переключательные функции неконтактных и контактных релейных схем, выполняющих одну и ту же задачу, одинаковы. Это обстоятельство не является, конечно, случайным, а определяется тем, что в основу построения переключательных функций неконтактных схем и структурных формул релейно-контактных схем положены свойства двоичной переменной, принимающей лишь два значения: 0 и 1.

Из этого следует, что переключательные функции для неконтактных операторов могут быть записаны и в несколько ином виде. Например, для оператора с пентодом имеем:

$$P_2(u_1, u_2) = 1 - u_1 u_2 = \overline{u_1 u_2} = \bar{u}_1 + \bar{u}_2.$$

Правила алгебры математической логики, приведенные в табл. 3П-1 и 3П-2, могут быть использованы также для преобразования переключательных функций неконтактных схем.

Таким образом, переключательные функции могут описывать действие релейных схем общего типа, содержащих как контактные, так и неконтактные операторы.

г) Анализ релейных схем с помощью переключательных функций

Для целей анализа переключательная функция схемы составляется путем последовательного выписывания переключательных функций отдельных операторов, переходя от выходных цепей ко входным.

В качестве примера определим условие, при котором выходные напряжения в схеме рис. 4П-5 будут высокими, т. е. $f=1$.

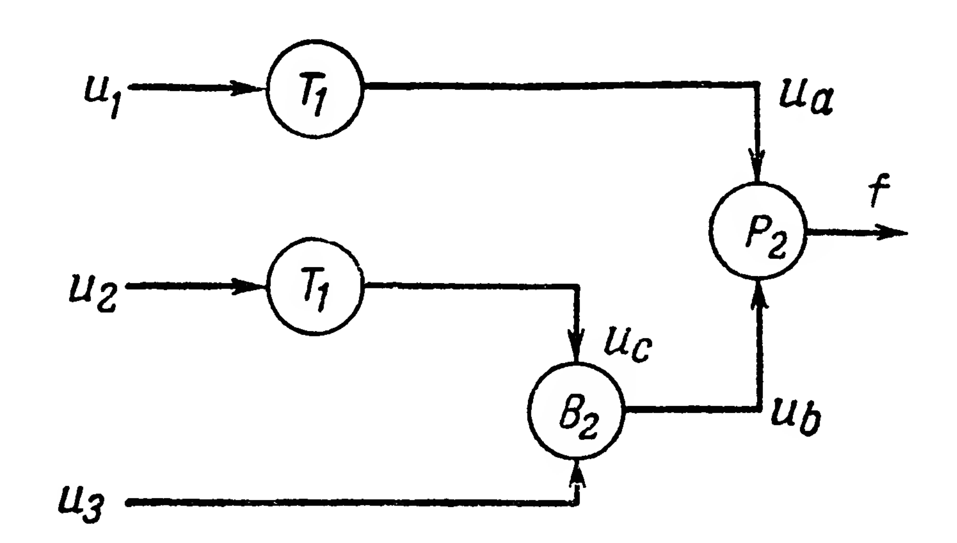


Рис. 4П-5. Пример функциональной неконтактной релейной схемы.

Используя выражение для переключательных функций отдельных операторов (табл. 4П-1) и правила алгебры двоичных чисел (табл. 3П-1), имеем:

$$f = P_2(u_a, u_b) = 1 - u_a u_b = \bar{u}_a + \bar{u}_b;$$

$$u_a = T_1(u_1) = \bar{u}_1$$

и, следовательно, $\bar{u}_a = u_1$;

$$u_b = B_2(u_c, u_3) = 1 - \bar{u}_c \bar{u}_3;$$

$$\bar{u}_b = 1 - u_b = \bar{u}_c \bar{u}_3;$$

$$u_c = T_1(u_2) = \bar{u}_2$$

и, следовательно, $\bar{u}_c = u_2$.

Таким образом,

$$f = u_1 + u_2\bar{u}_3 = u_1(\bar{u}_2 + u_2)(\bar{u}_3 + u_3) + (\bar{u}_1 + u_1)u_2\bar{u}_3.$$

Раскрывая скобки, получим:

$$f = \bar{u}_1 u_2 \bar{u}_3 + u_1 \bar{u}_2 \bar{u}_3 + u_1 \bar{u}_2 u_3 + u_1 u_2 \bar{u}_3 + u_1 u_2 u_3. \qquad (4П\text{-}7)$$

Полученная переключательная функция указывает на пять возможных случаев, когда напряжение f высокое ($f = 1$).

Значения входных напряжений, при которых $f = 1$, сведены в табл. 4П-2.

Таблица 4П-2

Значения входных напряжений в схеме на рис. 4П-5, при которых $f=1$

№ п п	Условие $f=1$	Значения входных напряжений		
		u_1	u_2	u_3
1	$\overline{u}_1 u_2 \overline{u}_3 = 1$	0	1	0
2	$u_1 \overline{u}_2 \overline{u}_3 = 1$	1	0	0
3	$u_1 \overline{u}_2 u_3 = 1$	1	0	1
4	$u_1 u_2 \overline{u}_3 = 1$	1	1	0
5	$u_1 u_2 u_3 = 1$	1	1	1

д) Синтез релейных схем с помощью переключательных функций

При синтезе релейной схемы вначале по заданным условиям ее работы составляется переключательная функция. Для синтеза неконтактных схем дожна быть задана совокупность условий, определяющих значения входных напряжений, при которых выходные напряжения равны 1 или 0.

Условие равенства выходных напряжений $f=1$ равносильно условиям срабатывания контактного реле, а $f=0$— условиям несрабатывания. В соответствии с этим при составлении переключательной функции однотактных схем могут быть использованы правила табл. 3П-4.

Соответствующие правила для неконтактных операторов представлены в табл. 4П-3.

При составлении переключательной функции многотактной схемы можно использовать правила, указанные в приложении 3, п. «ж».

Пример. 1. Выходное напряжение $f=1$, если $u_1=1$, а $u_2=0$. Используя правила табл. 4П-3, получим:

$$f = u_1\overline{u}_2. \tag{4П-8}$$

Полученная переключательная функция аналогична (3П-18), что определяется идентичностью исходных требований.

Составив переключательную функцию, необходимо преобразовать ее таким образом, чтобы она выражалась через переключательные функции отдельных операторов.

Используя формулы № 5 и 2 табл. 4П-1, получим.

$$f = u_1\overline{u}_2 = T_2(\overline{u}_1,\ u_2) = T_2\,[T_1(u_1),\ u_2].$$

Соответствующая функциональная схема приведена на рис. 4П-6.

Таблица 4П-3

Правила символической записи условий получения высокого и низкого напряжений на выходе неконтактных операторов

№ п/п.	Условия получения высокого выходного напряжения f	Условия получения низкого выходного напряжения f	Символическая запись
1	Входное напряжение u высокое	Входное напряжение u низкое	u
2	Входное напряжение u низкое	Входное напряжение u высокое	$\bar{u}$
3	„и", „а"	„или"	$\cdot$
4	„или"	„и", „а"	$+$

Пример 2. Выходное напряжение неконтактной схемы $f = 1$, если

$$u_1 = 0;\ u_2 = 1;\ u_3 = 1$$

или если

$$u_1 = 1;\ u_2 = 0;\ u_3 = 1.$$

Переключательная функция согласно правилам табл. 4П-3 будет

$$f = \bar{u}_1 u_2 u_3 + u_1 \bar{u}_2 u_3$$

или

$$f = u_3(\bar{u}_1 u_2 + u_1 \bar{u}_2).$$

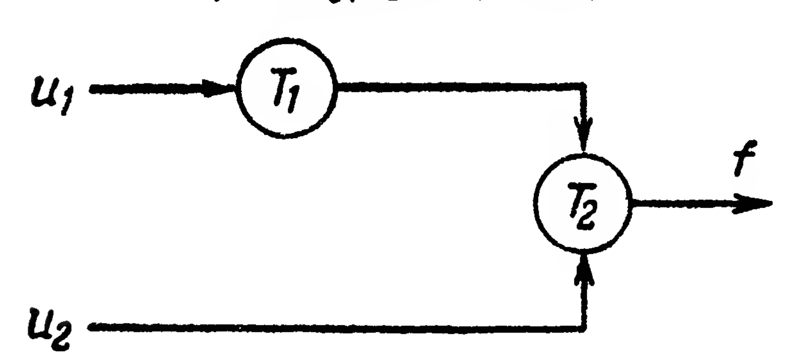


Рис. 4П-6. Функциональная неконтактная релейная схема, полученная путем составления по условиям примера 1 и преобразования переключательной функции.

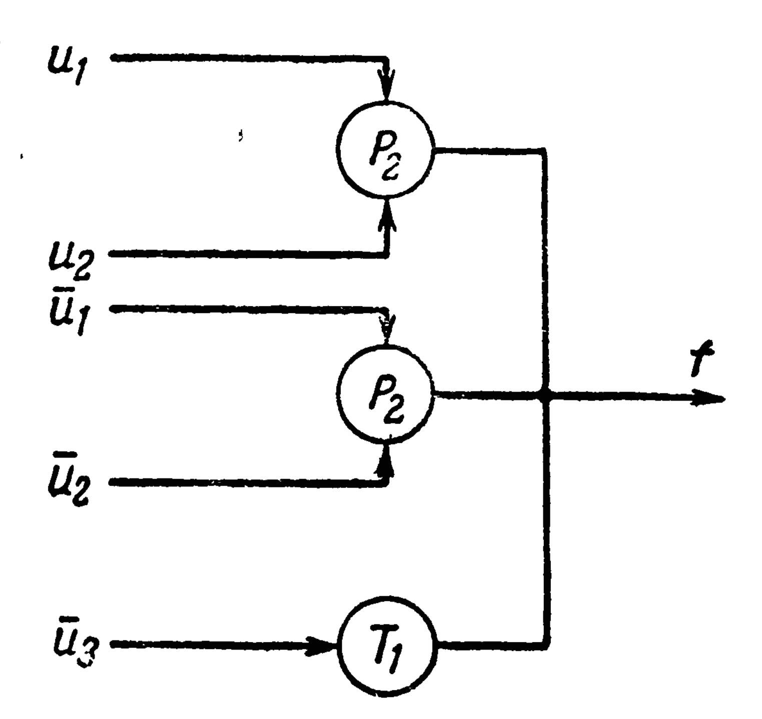


Рис. 4П-7. Функциональная неконтактная релейная схема, полученная путем составления по условиям примера 2 и преобразования переключательной функции.

Используя правила 3П-7 и 3П-8, получаем:

$$\bar{u}_1 u_2 + u_1 \bar{u}_2 = (\bar{u}_1 + u_1 \bar{u}_2)(u_2 + u_1 \bar{u}_2) = (\bar{u}_1 + \bar{u}_2)(u_1 + u_2).$$

Таким образом,

$$f = u_3(\bar{u}_1 + \bar{u}_2)(u_1 + u_2).$$

Учитывая № 2 и 3 табл. 4П-1, имеем:

$$f = T_1(\overline{u_3})\, P_2(u_1,\ u_2)\, P_2(\overline{u_1},\ \overline{u_2}).$$

Соответствующая функциональная схема приведена на рис. 4П-7 Инверсии $\overline{u_1}$ и $\overline{u_2}$ могут быть получены с помощью триодов ил каким-либо другим путем.

Наиболее трудной частью синтеза релейных схем является преобра зование переключательных функций таким образом, чтобы получит минимальное число операторов в схеме. Для облегчения выполнени этих преобразований имеется ряд общих соотношений [Л. 69] и раз работан специальный метод, основанный на составлении так называе мых минимизирующих карт (таблиц).

ЛИТЕРАТУРА

Учебники и учебные пособия по телеуправлению и телеконтролю

1. Горяинов О. А. и Райнерс Р. Л., Телеуправление, Госэнергоиздат, 1954.

2. Доманский Б. И., Введение в автоматику и телемеханику, Госэнергоиздат, 1950.

3. Жданов Г. М., Телеизмерение, ч. 1, Госэнергоиздат, 1952.

4. Жданов Г. М., Телеизмерение, ч. 2, Госэнергоиздат, 1953.

5. Каминский Е. А. и Комиссаров В. К., Телеуправление и телесигнализация в энергосистемах, Госэнергоиздат, 1955.

6. Лившиц Н. А., Теоретические основы расчета и конструирования аппаратуры телеуправления, ОНТИ, 1938.

7. Лившиц Н. А., Частотные селекторы, Изд. ВЭТА, 1938.

8. Малов Д. С., Телемеханика в энергетических системах, Госэнергоиздат, 1955.

9. Солодовников А. А., Основные методы селектирования в телемеханике, Оборонгиз, 1939.

10. Харкевич А. А., Очерки общей теории связи, Гос. изд. техн.-теорет. литературы, 1955.

11. Шукин Б. К., Основы техники телеуправления, Госэнергоиздат, 1945.

Литература по отдельным элементам и узлам, используемым в системах телеуправления и телеконтроля

А. Книги

12. Автоматизация и телемеханизация гидроэлектростанций, Сборник статей под ред. В. Ф. Балакирева, Госэнергоиздат, 1950.

13. Акульшин П. К., Кощеев Н. А. и Кульбацкий К. Е., Теория связи по проводам, Связьиздат, 1940.

14. Андронов А. А., Витт А. А. и Хайкин С. Э., Теория колебаний, Физматгиз, 1959.

15. Асеев Б. П., Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.

16. Белов К. П., Упругие, тепловые и электрические явления в ферромагнитных металлах, Гос. изд. техн.-теорет. литературы, 1951.

17—18. Бонч-Бруевич А. М., Применение электронных ламп в экспериментальной физике, Гос. изд. техн.-теорет. литературы, 1955.

19. Босый Н. Д., Электрические фильтры, Гостехиздат УССР, 1955.

20. Витенберг М. И., Расчет электромагнитных реле для аппаратуры автоматики и связи, Госэнергоиздат, 1956.
21. Власов В. Ф., Электровакуумные приборы, Связьиздат, 1949.
22. Гаврилов М. А., Теория релейно-контактных схем, Изд. АН СССР, 1950.
23. Гаврилов М. А., Телемеханизация диспетчерского управления в энергосистемах, ГОНТИ, 1938.
24. Генерирование электрических колебаний специальной формы, ч. 1 и 2, под ред. Л. Ю. Блюмберга и Т. Р. Брахмана, Изд. «Советское радио», 1951.
25. Гинзбург С. А., Лехтман Н. Я. и Малов В. С., Основы автоматики и телемеханики, Госэнергоиздат, 1953.
26. Гольдреер И. Г., Стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1952.
27. Гоноровский И. С., Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях, Связьиздат, 1954.
28. Долуханов М. П., Введение в теорию передачи информации по электрическим каналам связи, Связьиздат, 1955.
29. Дробов С. А., Радиопередающие устройства, Воениздат, 1951.
30. Евтянов С. И., Переходные процессы в приемно-усилительных схемах, Связьиздат, 1948.
31. Евтянов С. И., Радиопередающие устройства, Гос. изд. литературы по вопросам связи и радио, 1950.
32. Изюмов Н. М., Импульсные устройства многоканальной радиосвязи, Воениздат, 1947.
33. Ицхоки Я. С., Импульсные устройства, Изд. «Советское радио», 1959.
34. Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, Госэнергоиздат, ч. 1—1950, ч. 2—1955.
35. Катаев С. И., Генераторы импульсов телевизионной развертки, Госэнергоиздат, 1951.
36. Кобленц А. и Оуэнс Г., Транзисторы. Теория и применение, Изд. иностранной литературы, 1956.
37. Коган С. С., Теория и расчет фильтров для установок дальней связи, Связьиздат, 1950.
38. Кокурин С. И., Релаксационные колебания, Связьиздат, 1938.
39. Колосов А. А., Резонансные системы и резонансные усилители, Связьиздат, 1949.
40. Котов П. А., Сергиевский Б. Р. и Шляпоберский В. И., Телеграфия, Изд. ВКАС, 1951.
41. Кощеев Н. А., Основы теории электрической связи, Гос. изд. литературы по вопросам связи и радио, 1954.
42. Кривицкий Б. Х., Импульсные схемы и устройства, Изд. «Советское радио», 1955.
43. Крылов Н. Н., Теоретические основы радиотехники, Изд. «Морской транспорт», 1953.
44. Крылов Н. Н., Импульсная техника, Гос. изд. литературы по вопросам связи и радио, 1950.
45. Куксенко П. М., Автоматическая радиотелеграфия, Связьиздат, 1939.
46. Кэди, Пьезоэлектричество и его практическое применение Изд. иностранной литературы, 1949.

47. Ламповые схемы для измерения времени, ч. 1 и 2, под ред. А. Я. Брейбарта, Изд. «Советское радио», 1951.

48. Лившиц Н. А., Спицын Д. В. и Данилин А. В., Теория и расчет элементов автоматических систем. Реле, ГОНТИ, 1939.

49. Лившиц Н. А., Элементы селекторов, Изд. ВЭТА, 1936.

50. Лукин Ф. В., Переходные процессы в линейных элементах радиотехнических устройств, Оборонгиз, 1950.

51. Майзель М. М., Основы автоматики и телемеханики, Гизлегпром, 1956.

52. Мановцев А. П., Элементы аппаратуры телеуправления, Изд. ВИА, 1955.

53. Мановцев А. П. и Раввин Г. И., Реле и фильтры магнитомеханического резонанса с поперечно колеблющимся вибратором, Изд. ВИА, 1952.

54. Мановцев А. П. и Раввин Г. И., Кварцевые резонаторы и фильтры, Изд. ВИА, 1952.

55. Мановцев А. П. и Раввин Г. И., Триггерные схемы и генераторы импульсов, Изд. ВИА, 1953.

56. Мархай Е. В. и Бабицкий Н. А., Автоматическая телефония. Гос. изд. литературы по вопросам связи и радио, 1950.

57. Меерович Л. А. и Зеличенко Л. Г., Импульсная техника, Изд. «Советское радио», 1953.

58. Мельников В. С., Частотное радиотелеграфирование, Связьиздат, 1952.

59. Петрович Н. Т. и Козырев А. В., Генерирование и преобразование электрических импульсов, Изд. «Советское радио», 1954.

60. Плешков Н. К. и Зингеренко А. М., Техника дальней связи, Воениздат, 1952.

61. Плонский А. Ф., Пьезокварц в технике связи, Госэнергоиздат, 1951.

62. Полупроводниковые приборы и их применение, Сборник статей под ред. Я. А. Федотова, вып. 1, Изд. «Советское радио», 1956.

63. Расчет сложных фильтров, под ред. В. Ю. Ломоносова, Госэнергоиздат, 1948.

64. Рейх Г. Д., Теория и применение электронных приборов, Госэнергоиздат, 1948.

65. Рогинский В. Н. и Харкевич А. Д., Релейные схемы в телефонии, Связьиздат, 1955.

66. Розенблат М. А., Магнитные усилители, Изд. «Советское радио», 1956.

67. Сааков Э. О., Теория и расчет избирательных RC-систем, Госэнергоиздат, 1954.

68. Санин А. А., Радиотехнические методы исследования излучений, Гос. изд. техн.-теорет. литературы, 1951.

69. Синтез электронных вычислительных и управляющих схем, Перев. с англ. под ред. В. И. Шестакова, Изд. иностранной литературы, 1954.

70. Сифоров В. И., Радиоприемные устройства, Воениздат, 1954.

71. Сифоров В. И., Дробов С. А., Ширман Я. Д. и Железнов Н. А., Теория импульсной радиосвязи, Изд. ЛКВВИА, 1951.

72. Сотсков Б. С., Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры, Госэнергоиздат, 1950.

73. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.

74. Ступель Ф. А., Электромеханические реле, Изд. Харьковского университета, 1956.

75. Телемеханизация энергосистем, Телемеханизация в народном хозяйстве, Материалы совещаний 1952 и 1954 гг., Изд. АН СССР, 1954 и 1956.

76. Техника передачи результатов измерений по радио, Сборник переводов под ред. П. И. Евдокимова, Б. Х. Кривицкого и Ю. А. Шумихина, Воениздат, 1955.

77. Харкевич А. А., Теория преобразователей, Госэнергоиздат, 1948.

78. Шляндин В. М., Элементы автоматики и телемеханики, Оборонгиз, 1954.

79. Штеблейн В., Техника дальнодействующих устройств, Госэнергоиздат, 1939.

80. Шубников А. В., Кварц и его применение, Изд. АН СССР, 1940.

81. Элмор В. и Сендс М. Электроника в ядерной физике, Изд. иностранной литературы, 1951.

82. Müller F., Leitfaden der Fernlenkung, Garmisch—Parten—kirchen, 1955.

Мюллер Ф., Телеуправление, перев. с нем., Изд. иностранной литературы, 1957.

83. John S., Телеизмерения, Verl. G. Braun, Karlsruhe, 1951.

84. Nichols M. H. and Rauch L. L., Radio telemetry, John Willey & Sons, New York, 1956.

Никольс М. Х. и Раух Л. Л., Радиотелеметрия, перев. с англ., Изд. иностранной литературы, 1958.

85. Rumpf, Электроника в технике дальней телефонной связи, Berlin, Technik, 1956.

Б. Периодические издания

а) Общие вопросы телеуправления и телеконтроля

86. Жданов Г. М., Электрические приемники частотно-импульсных систем телеизмерения, «Автоматика и телемеханика», 1948, № 6.

87. Ильин В. А., Основные научные проблемы телемеханики, «Автоматика и телемеханика», 1955, т. XVI, № 4, с. 321—327.

88. Парецкий М. И., Некоторые принципы выбора и управления в телемеханике, «Электрические станции», 1936, № 2, с. 10—14.

89. Парецкий М. И., Методы селекции в устройствах телеуправления, «Электричество», 1936, № 12, с. 21—25.

90. Персианов Р. А. и Щукин Б. К., Повышение быстродействия импульсно-селекторных устройств, Известия АН СССР, Отделение техн. наук, 1956, № 7, с. 17—24.

91. Список отечественной и переводной литературы по телеизмерениям за 1950—1954 гг., «Автоматика и телемеханика», 1955, т. XVI, № 4, с. 409—410.

92. Kulausky J. K., Дистанционное управление по радио и по проводам, ч. 1, FM and television, 1950, № 7 с. 13, 30.

93. Pawley M. G. and Tries W. E., Многоканальная радиотелеметрия, Advances in Electronics, 1952, т. IV, с. 301—329, Academic Press N. Y., Ing. Publisher.

94. Peterson P. and Head E. W., Телеметрические системы и их применение, „Electr News and Eng.," 1947, № 18, с. 60—62.

95. Swoboda G., Состояние техники дистанционного телеуправления в Австрии, Bull. SEV, 1952, т. 43, № 22, с. 904—910.

б) Генераторы и элементы формирования импульсов

96. Беленький Я. Е., Многофазный мультивибратор, «Радиотехника», 1956, т. XI, № 7, с. 39—45.

97. Боголюбов В. Е., Расчет квазирелаксационных колебаний в феррорезонансных цепях с дросселями насыщения, «Электричество», 1951, № 8.

98. Брейдо И., Генераторы на кристаллических триодах, «Радио», 1955, № 3, с. 25.

99. Дробов С. А., Реактивные спусковые схемы, «Радиотехника», 1949, т. IV, № 3, с. 21—35.

100. Куликовский А. А., Транзитронный генератор как устройство с обратной связью, «Радиотехника», 1956, т. XI, № 8, с. 71—73.

101. Мартынов Е., Переключающиеся устройства на полупроводниковых триодах, «Радио», 1956, № 11, с. 48—49.

102. Митюшкин К. Г., Низкочастотный магнитный генератор, «Автоматика и телемеханика», 1951, т. 12, № 6, с. 495—505.

103. Митюшкин К. Г., Разработка и исследование бесконтактных магнитных элементов для устройств телеуправления, Диссертация, ЦНИЭЛ, Министерство электростанций, 1953.

104. Ржевкин К. С. и Абдюханов М. А., Мультивибратор на точечном полупроводниковом триоде, «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, № 12, с. 1478—1484.

105. Самойлов В. Ф. и Лисицкий А. И., Одноламповый генератор пилообразного тока для кадровой развертки, «Радиотехника», 1952, т. VII, № 4, с. 40—46.

106. Свечников С. В., Управляемый релаксационный генератор на лампе тлеющего разряда, «Автоматика и телемеханика», 1956, т. XVII, № 11, с. 1029—1034.

107. Francini G., Преобразование синусоидальных колебаний в пилообразные, Alta Frequenza, 1950, т. 19, № 1, с. 9—25.

108. Gräger H., Исследование транзитронного релаксационного генератора, Elektrotechnik, Berlin, 1950, т. 4, № 2, с. 42—45.

109. Dakes J. B., Импульсные формирующие схемы на полупроводниковых триодах, Electronics, 1954, т. 27, № 9, с. 165—167.

110. Orman L. M. and Callahan L. G., Линия задержки из титаната бария, Electronics, 1951, № 12, с. 224, 228, 232, 236, 240, 244.

111. Prugh T. A., Схемы переключателей на полупроводниковых триодах, Electronics, 1955, т. 28, № 1, с. 168—171.

112. Rutishauser R., Феррорезонансный мультивибратор, Electronics, 1954, т. 27, № 5, с. 152—153,

113. Shooley A. H., Уменьшение потерь в линии задержки с помощью усилителей на полупроводниковых триодах, Electronics, 1954, т. 27, № 5, с. 181—183.

в) Элементы дешифраторов и шифраторов амплитуды и длительности импульсов

114. Захарьян И. А. и Михайловский В. Н., Об одном методе время-импульсного преобразования, «Автоматика и телемеханика», 1955, т. XVI, № 9, с. 836—846.

115. Манаев Е. И., О длительности импульса, генерируемого реактивной схемой с катодной связью, «Электричество», 1952, № 6, с. 67—71.

116. Перов Г. И., Расчет длительности квазиравновесного состояния в схеме фантастрона, «Радиотехника», 1956, т. XI, № 12, с. 61—74.

117. George R. W., Анализатор силы сигнала, Electronics, 1951, т. 24, № 1, с. 75—77.

118. Freas R. R., Электронный счетчик времени с непосредственным отсчетом, RCA Rev., 1949, т. 10, № 4, с. 554—566.

119. Renner F. Регулируемый датчик импульсов высокой точности, Elektron in Wissenschaft u. Technik, 1949, № 8, с. 318—321.

120. Valladas G. and Thenar J., Методы дифференциального счета посредством селекторов амплитуд импульсов, J. ee Phys. et le Radium, 1950, № 8—9, с. 501—506.

г) Элементы частотных и фазовых дешифраторов и шифраторов

121. Бронников А., Электромеханические фильтры, «Радио», 1956, № 6, с. 41—44.

122. Великин Я. И., Гельмонт З. Я. и Зелях Э. В., Пьезоэлектрический фильтр верхних частот, «Радиотехника», 1955, т. X, № 3, с. 41—49.

123. Виноградов Д. Н., Расчет узкополосного кварцевого фильтра четвертого класса, Сборник научных трудов ЦНИИС МС, вып. 2, Связьиздат, 1949.

124. Волленер Н. Ф., Частотная модуляция диапазонных *RC*-генераторов, «Радиотехника», 1948, т. III, № 4, с. 47—57.

125. Гуткин П. А., Анализ избирательных систем из *RC*, предложенных Скоттом, Журнал технической физики, 1945, № 10.

126. Житомирский В. И., Линейная теория кольцевого фазового детектора, «Радиотехника», 1952, т. VII, № 5, с. 35—40.

127. Зелях Э. В. и Великин Я. И., Кварцевые фильтры советской 12-канальной системы, «Электросвязь», 1941, № 6, с. 65—75.

128. Зелях Э. В. и Великин Я. И., Узкополосные фильтры с пьезокварцевыми резонаторами, «Радиотехника», 1946, т. 1, № 7—8, с. 11—36.

129. Иносов В. Л. и Лучук А. М., Синхронный фильтр-генератор для частотных устройств телемеханики, «Автоматика и телемеханика», 1956, т. XVII, № 10, с. 936—940.

130. Капцов Л. Н., Применение недовозбужденных генераторов в качестве полосовых фильтров, «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, № 9, с. 1258—1261.

131. Катков Ф. А., Многочастотные системы телеуправления с бесконтактными узкополосными реле частоты, «Автоматика и телемеханика», 1955, т. XVI, № 4, с. 382—389.

132. Кириллов Г. В., Селективный усилитель низкой частоты, Труды студенческого научно-технического общества Московского энергетического института, 1950, вып. 4, с. 8—17.

133. Кононович Л. М., Выбор схемы обратной связи в RC-генераторах, «Радиотехника», 1955, т. X, № 1, с. 70—71.

134. Котов К. М., Управление частотой мультивибратора посредством сеточного напряжения, Труды студенческого научно-технического общества Московского энергетического института, 1950, вып. 4, с. 18—22.

135. Коган С. С., Повышение добротности контуров ламповой схемы при помощи комбинированной обратной связи, «Электросвязь», 1941, № 2.

136. Криксунов В. Г., К расчету RC-генераторов, «Радиотехника», 1949, т. IV, № 6, с. 49—58.

137. Криксунов В. Г., Об одной схеме RC-генератора, «Радиотехника», 1953, т. VIII, № 5, с. 8—12.

138. Лещинский А. А., Об одной схеме резонансного усилителя с большой избирательностью, Сборник научных трудов ЦНИИС МС, 1950, с. 33—39.

139. Попов И. А., Теория кольцевого детектора при работе на активную нагрузку, зашунтированную емкостью, «Автоматика и телемеханика», 1955, т. XVI, № 1, с. 96—110.

140—141. Ризкин А. А., Исследование избирательных систем с обратной связью, «Электросвязь», 1941, № 4.

142. Ризкин А. А., Избирательные RC-цепи, «Радиотехника», 1955, т. X, № 5, с. 31—33.

143. Сифоров В. И., Анализ колебательных систем, содержащих R и C, Известия электропромышленности слабого тока, октябрь, 1940.

144. Содин Л. Л., Расчет однокристального кварцевого фильтра, «Радиотехника», 1956, т. XI, № 7, с. 63—72.

145. Харкевич А. А., К расчету пьезоэлектрических вибраторов, «Журнал технической физики», 1945, т. XV, вып. 4—5, с. 212—222.

146. Харченко Р. Р., Электромеханический резонансный фильтр тока низкой частоты, «Автоматика и телемеханика», 1954, т. XV, № 6, с. 554—562.

147. Цемель Г. И., Полосовые фильтры с комбинированной обратной связью, Сборник научных работ по проводной связи, Изд. АН СССР, 1949.

148. Шенберг М. М., Графики для проектирования фильтров по характеристическим параметрам, «Радиотехника», 1956, т. XI, № 11, с. 75—80.

149. Adler R., Компактный электромеханический фильтр, Electronics, 1953, № 4, с. 100—105.

150. George R. W., Электромеханический фильтр на 100 *кгц*, янв. 1956.

151. Keller A. C., Вибрирующие язычковые селекторы для передвижных радиостанций, El. Eng, 1949, № 9, с. 787.

152. Queiroz Orsini L. M., Селективное усиление низких частот, Onde él., 1949, т. 29, № 272, с. 408—413; № 273, с. 449—456.

153. Rutelli G., Настроенные трансформаторы и фильтры с максимальной полосой пропускания, Alta Frequenza, 1950, т. 19, № 1, с. 26—49.

154. Storer J. D., Ламповый фильтр для звуковых частот, J. Brit. Inst. Radio Eng., 1949, т. 9, № 7, с. 268—275.

155. Tisdale G. E., Схемы фильтров с электронными лампами и непрерывной настройкой, Proc. IRE, 1950, т. 33, с. 796—798.
156. Zuidhof R., Видоизмененная схема мостика Вина, Electronics, 1950, № 9, с. 192, 194, 196. 198.

д) Элементы распределителей и дешифраторов числа импульсов

157. Жожикашвили В. А. и Митюшкин К. Г., О работе счетно-переключающих схем на магнитных элементах с прямоугольной петлей гистерезиса в устройствах телеуправления, «Автоматика и телемеханика», 1955, т. XVI, № 4, с. 356—363.
158. Кораблев Л. Н., Счетная схема, работающая на неоновых лампочках, Доклады АН СССР, т. 62, № 2, 1948.
159. Кораблев Л. Н., Пересчетные схемы, работающие на неоновых лампочках, Доклады АН СССР, т. 75, № 3, с. 375—378, 1950.
160. Тутевич В. Н. и Жожикашвили В. А., Коммутатор, выполненный на магнитных элементах с прямоугольной петлей гистерезиса, «Автоматика и телемеханика», 1954, т. XV, № 1, с. 35—53.
161, Brean I. W., Переключатель с магнитной матрицей для указания состояния бинарного счетчика, Electronics, 1953, т. 27, № 5, с. 157—159.
162. Coche A., Счетчик импульсов на декатронах, J. de phys. et le radium, 1955, т. 16, № 11, с. 861—863.
163. Kingaid M., Alden J. M. and Hanna R. B., Статическая магнитная память для недорогих счетных устройств, Electronics, 1951, т. 24, № 1, с. 108—111.
164. Moore B. L., Пересчетная или управляющая кольцевая схема на пентодах, Rev. scient. Instruments, 1950, т. 21, № 4, с. 337—338.
165. Naslin P. and Peuteman A., Электронные счетчики импульсов, ч. 1, 2, Onde èl., 1949, т. 29, № 267, с. 241—254, № 269—270, с. 330—335.
166. Декадный счетчик на полупроводниковых приборах, Atomics, 1955, т. 6, № 11, с. 335.

е) Анализ и синтез релейных схем

167. Аранович Б. И., Использование матричных методов в вопросах структурного анализа релейно-контактных схем, «Автоматика и телемеханика», 1949, т. X, № 6, с. 437—451.
168. Гаврилов М. А., Построение релейных схем с мостиковыми соединениями исходя из условий несрабатывания, «Автоматика и телемеханика», 1953, т. XIV, № 2, с. 188—197.
169. Гаврилов М. А., Основные формулы синтеза релейных схем, «Автоматика и телемеханика», 1954, т. XV, № 6, с. 521—537.
170. Лунц А. Г., Синтез и анализ релейно-контактных схем с помощью характеристических функций, Доклады АН СССР, т. 75, № 2, с. 201—4, 1950.
171. Поваров Г. Н., Матричные методы анализа релейно-контактных схем по условиям несрабатывания, «Автоматика и телемеханика», 1954, т. XV, № 4, с. 332—335.
172. Рогинский В. Н., Учет неиспользуемых состояний при синтезе релейно-контактных схем, «Автоматика и телемеханика», 1954, т. XV, № 3, с. 206—222.

173. Шестаков В. И., Алгебраический метод анализа автономных систем двухпозиционных реле, «Автоматика и телемеханика», 1954, т. XV, № 2, с. 107—123.
174. Шестаков В. И., Алгебраический метод синтеза автономных систем двухпозиционных реле, «Автоматика и телемеханика», 1954 т. XV, № 4, с. 310—324.
175. Список отечественной литературы по теории релейно-контактных схем за 1950—1954 гг. «Автоматика и телемеханика», 1955, т. XVI, № 4, с. 411—412.
176. Список иностранной и переводной литературы по теории релейно-контактных схем за 1950—1954 гг., «Автоматика и телемеханика», 1955, т. XVI, № 4, с. 412—420.

Цена 21 р. 50 к.